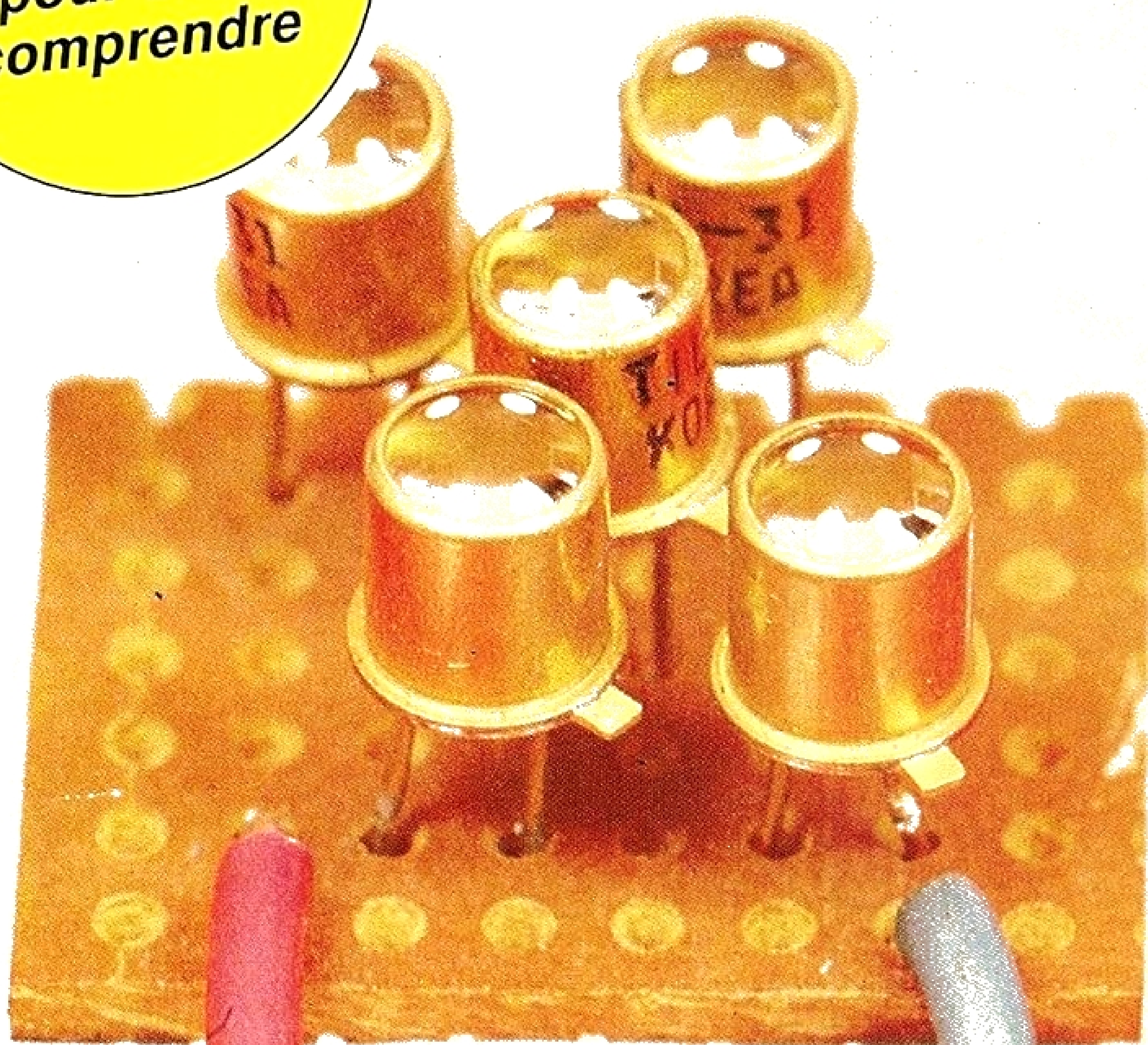
Herrmann SCHREIBER

# LES INFRAROUGES
## en électronique

Avec
30 montages
pratiques
pour bien
comprendre



ETSF
Editions Techniques et Scientifiques Françaises

Herrmann SCHREIBER

# Les infrarouges en électronique

ETSF

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

Du même auteur dans la même collection :

75 montages à LED

**C**e pictogramme mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du **photocopillage**.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1er juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.




Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation du Centre français d'exploitation du droit de copie (**CFC**, 20 rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).



ISBN 2 10 023995 3

# INVISIBLE, INAUDIBLE, IMPALPABLE, ET POURTANT...

L'électronique échappe à toute perception directe par nos sens. Ainsi, elle permet le guidage d'un engin par un lien invisible, une surveillance de protection dont on ne peut se rendre compte, une transmission non acoustique de sons sur des distances énormes.

Cependant, l'électronique classique est souvent un outil trop lourd pour les besoins industriels et domestiques. Elle ne connaît guère de procédé d'émission, à courte distance, qui soit suffisamment directif pour ne pas polluer les environs. Elle ne sait surveiller qu'au prix d'un radar bien trop coûteux et elle ne sait transmettre qu'avec des antennes qui sont loin d'être invisibles.

Pour résoudre ces problèmes, il a fallu attendre l'électroniuqe de l'invisible, celle qui procède par le rayonnement infrarouge. Certes, cela fait longtemps qu'on le connaît, ce rayonnement. Mais ce n'est que récemment qu'on a appris à l'exploiter d'une façon suffisamment rationnelle pour le rendre apte aux applications qu'on attend de lui.

Ce livre vous cite nombre de ces applications, et vous fait aussi comprendre la nature de ce mystérieux rayonnement, comment sont faits les composants qui l'utilisent, comment on peut le saisir par des expériences simples. Ces expériences, vous pouvez les effectuer même si vous n'avez encore jamais touché à l'électronique. Et elles vous passionneront suffisamment pour que vous ayez envie d'en savoir davantage, sur cette électronique, et particulièrement sur l'électronique de l'invisible.

# AVERTISSEMENT IMPORTANT

Certains des montages décrits font appel à des triacs, pour la commande de circuits qui sont directement alimentés sur le réseau de 200 V. De ce fait, le montage entier se trouve relié à la prise de courant et ce, même s'il comporte par ailleurs un transformateur d'alimentation.

Il est absolument indispensable de prendre toutes les précautions nécessaires du fait des tensions élevées et dangereuses qui sont ainsi présentes entre certains points du montage et, surtout, entre le montage entier et la terre. Lors de l'expérimentation, un transformateur de séparation (primaire et secondaire 220 V) permet de s'affranchir des différences de tension avec la terre. Un tel transformateur est indispensable si on effectue, sur le montage, des mesures avec un appareil dont la masse est reliée à la terre par une prise de courant à trois conducteurs. Par ailleurs, bien tenir compte du fait que non seulement le montage est sous tension, mais aussi tout ce qu'on connecte dessus.

Il est indispensable de loger les circuits à triacs dans des boîtiers (de préférence isolants) ne permettant aucun contact accidentel. Pour les prises et connecteurs, on utilisera des modèles ne présentant absolument aucun danger de manipulation.

CHAPITRE PREMIER

# LES PARTICULARITÉS DE CETTE LUMIÈRE QU'ON NE VOIT PAS

Le rayonnement infrarouge n'est pas du domaine des ondes qu'on peut capter avec une antenne, il n'est pas non plus de celui de la lumière visible. De ce fait, il possède des caractéristiques particulières dont l'étude permet de comprendre plus facilement les applications dont la technique actuelle est déjà capable, et de montrer les nombreuses possibilités qui restent encore ouvertes.

## FRÉQUENCES, COULEURS ET LONGUEURS D'ONDE

Les ondes électromagnétiques, dont le rayonnement infrarouge fait partie, peuvent se comparer, en simplifiant beaucoup, à des vagues qu'on produit sur une surface d'eau. En l'occurence, il est possible de définir une *longueur d'onde*, égale à la distance entre les crêtes de deux vagues successives. Pour mesurer précisément une telle longueur d'onde, il sera nécessaire de placer une règle de façon à suivre le déplacement des vagues. Si cela n'est pas commode, on peut utiliser une autre définition, celle de la *fréquence*. Pour mesurer la fréquence des ondes d'une surface d'eau, il

suffit de se maintenir toujours à une même place, et de compter le nombre de sommets de vague qu'on observe pendant une seconde, ou pendant une minute.

Mais ce qui nous intéresse ici, ce n'est pas l'ondulation d'une surface d'eau, mais l'onde électromagnétique, et qui est infiniment plus complexe, car il s'agit à la fois d'électricité et de magnétisme, à la fois d'énergie et de matière, le tout se déplaçant à la vitesse de la lumière, soit 300 000 km par seconde, à très peu de chose près. Suivant sa longueur spécifique, l'onde électromagnétique peut se déplacer dans le vide, dans une matière isolante, ou même être guidée par deux fils conducteurs.

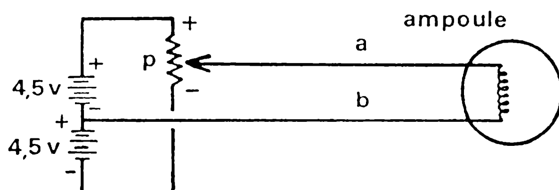



**Fig. 1-1. — En manœuvrant le potentiomètre P, on peut alimenter l'ampoule avec un courant alternatif. En effectuant très rapidement cette manœuvre de P, on pourrait même produire un rayonnement électromagnétique qu'on pourrait « émettre » en connectant les fils a et b non plus sur l'ampoule, mais sur une antenne et sur une prise de terre.**

C'est d'ailleurs dans ce cas de la conduction par fils qu'on arrive à comprendre le plus facilement les notions de fréquence et de longueur d'onde. En effet, dans une paire de fils, cette onde électromagnétique n'est rien d'autre qu'un courant alternatif.

Pour produire un tel courant alternatif, il est parfaitement possible d'utiliser le montage de la figure 1-1, où on voit un potentiomètre P qui est connecté sur deux piles de façon qu'on puisse rendre le fil *a* soit positif, soit négatif par rapport au fil *b*.

Si on manœuvre P de façon à faire exactement un aller-retour par seconde, sur toute la piste, on aura produit un courant alternatif d'une fréquence de un hertz ou 1 Hz (unité signifiant cycles par seconde), c'est-à-dire une « vague » que l'observateur fixe voit passer une fois par seconde par un sommet (+) et par un creux (−). Comme l'onde ainsi créée se propage sur le fil à une vitesse de près de 300 000 km/s, sa « longueur » est de 300 000 km, puisqu'on fait un aller-retour à la seconde. Si la longueur du fil *ab* de la figure 1-1 est de 300 000 km (soit environ sept fois le tour de la terre), l'ampoule s'allumera donc seulement une seconde après le premier mouvement d'aller qu'on fait avec le potentiomètre P.

Si on manœuvre ce potentiomètre avec 50 allers-retours par seconde, on obtiendra un courant alternatif de 50 Hz, tel qu'il est délivré par un transformateur qu'on connecte sur une prise de courant. La longueur d'onde serait alors de 6000 km.

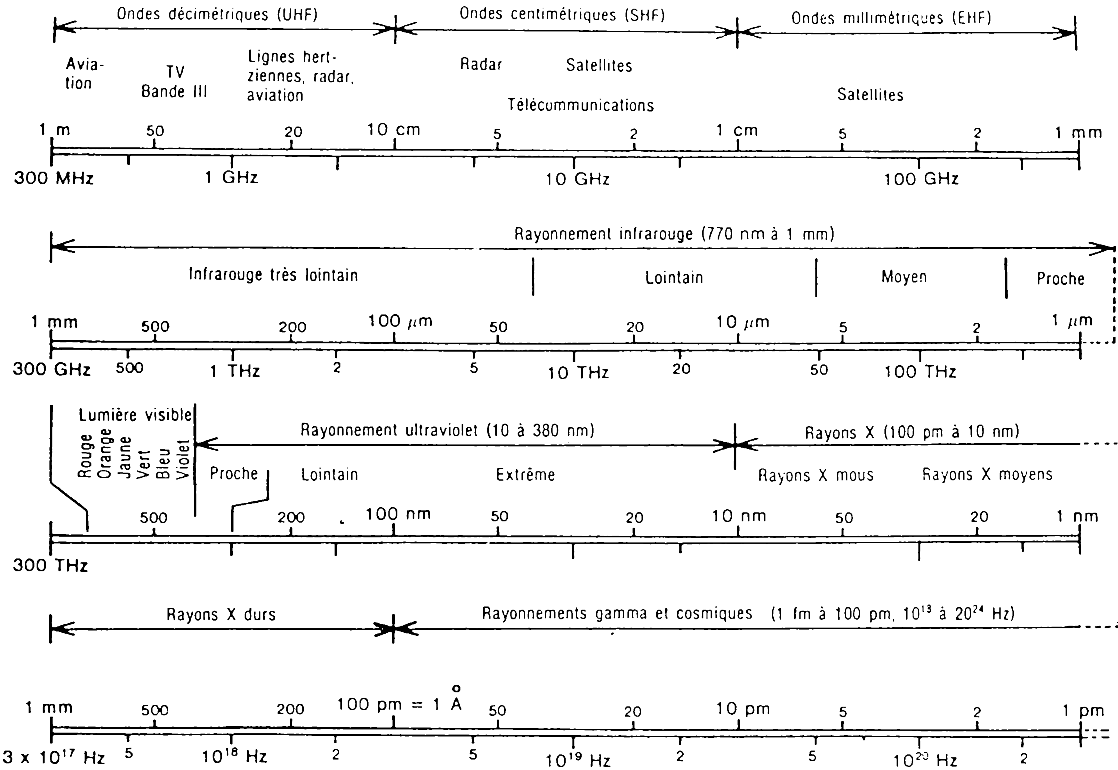
Mais si on manœuvre le potentiomètre 162 000 fois par seconde, on arrive à une fréquence de 162 kHz (kilohertz, 1 kHz = 1000 Hz) qui est celle de l'émetteur de France Inter, à Allouis. Dès lors, on pourrait retirer l'ampoule du circuit de la figure 1-1, connecter le fil *b* à une prise de terre, et le fil *a* sur une antenne, pour obtenir un *émetteur* qui, théoriquement, serait capable de brouiller un récepteur se trouvant à proximité, accordé sur France Inter, dont la longueur d'onde est d'ailleurs de 300 000/162 = 1852 mètres.

## JUSQU'OÙ PEUT-ON ALLER TROP VITE ?

On peut parfaitement continuer ainsi, dans l'imagination, pour atteindre progressivement 1 MHz (1 mégahertz = 1000 kHz), voire 1 GHz (1 gigahertz = 1000 MHz). Le dessin de la figure 1-2 montre ce qui se passe à ces fréquences, et ce tableau est suffisamment explicite pour qu'on puisse se passer de tout commentaire. Et pourquoi ne pas aller encore plus loin, pendant qu'on y est, jusqu'à 1 THz (1 térahertz = 1000 GHz) ?

Non, cela n'est plus possible, même si on admet, pour le potentiomètre de la figure 1-1, toutes les qualités et performances technologiques qu'on pourra imaginer. En effet, il faudra bien que, à chaque alternance, le curseur du potentiomètre se déplace de quelques centimètres, mettons 5 cm pour un aller-retour. Or, à 10 GHz, le curseur du potentiomètre doit accomplir 10 000 000 000 fois, dans une seconde, un déplacement de 5 cm,

**Fig. 1-2. — Spectre des ondes électromagnétiques. Les sons audibles, qui apparaissent également dans ce spectre, n'en font évidemment partie que si on les considère véhiculés par une ligne électrique ou par une liaison téléphonique.**


Ondes décimétriques (UHF)
Ondes centimétriques (SHF)
Ondes millimétriques (EHF)
Avia-tion
TV Bande III
Lignes hert-ziennes, radar, aviation
Radar
Satellites
Télécommunications
Satellites
1 m
50
20
10 cm
5
2
1 cm
5
2
1 mm
300 MHz
1 GHz
10 GHz
100 GHz
Rayonnement infrarouge (770 nm à 1 mm)
Infrarouge très lointain
Lointain
Moyen
Proche
1 mm
500
200
100 µm
50
20
10 µm
5
2
1 µm
300 GHz
500
1 THz
2
5
10 THz
20
50
100 THz
Lumière visible
Rouge
Orange
Jaune
Vert
Bleu
Violet
Rayonnement ultraviolet (10 à 380 nm)
Rayons X (100 pm à 10 nm)
Proche
Lointain
Extrême
Rayons X mous
Rayons X moyens
500
200
100 nm
50
20
10 nm
50
20
1 nm
300 THz
Rayons X durs
Rayonnements gamma et cosmiques (1 fm à 100 pm, $10^{13}$ à $20^{24}$ Hz)
1 mm
500
200
100 pm = 1 Å
50
20
10 pm
5
2
1 pm
$3 \times 10^{17}$ Hz
5
$10^{18}$ Hz
2
5
$10^{19}$ Hz
2
5
$10^{20}$ Hz
2

cela fait donc un parcours total de 50 000 km/s, et c'est supérieur à la vitesse de la lumière. Même théoriquement, le procédé de la figure 1-1 ne peut fonctionner à partir de quelques GHz, car c'est précisément la théorie — celle de la relativité — qui montre qu'aucune vitesse de déplacement ne peut être supérieure à la vitesse de la lumière.

Pour obtenir des fréquences élevées, il faut donc miniaturiser la source de rayonnement. Même si cette source ne fonctionne pas avec un procédé mécanique mais avec des déplacements d'électrons (comme dans un émetteur réel), c'est strictement pareil : les électrons ne peuvent, eux non plus, aller plus vite que la lumière. Si bien qu'on arrive, dans le domaine du spectre (fig. 1-2) où il est question d'infrarouges, à des dimensions de sources qui sont nettement inférieures au millimètre.

Puis, quand on arrive à la très petite plage de la lumière visible, où chaque couleur est définie par une fréquence (390 à 790 THz) et une longueur d'onde (380 à 770 nm), la source doit être si petite qu'elle est invisible. Ainsi, dans une lampe d'éclairage, ce sont les atomes du filament qui sont, en simplifiant quelque peu, les sources de lumière.

Or, dans l'échelle des grandeurs, où le μm (micromètre) est de 1/1 000 de mm, le nm (nanomètre), 1/1 000 de μm, le pm (picomètre) 1/1000 de nm et le fm (femtomètre) 1/1000 de pm, le diamètre de l'atome n'est pas si petit que cela, puisqu'il fait plusieurs centaines de pm. C'est-à-dire que pour produire des rayons X, gamma et cosmiques, on ne peut plus compter que sur les particules élémentaires de la matière, tel que l'électron.

## LE SPECTRE DE L'INFRAROUGE

Ce qui frappe, quand on étudie le tableau de la figure 1-2, c'est que le domaine de l'infrarouge apparaît comme le plus grand de tous les domaines qui y sont représentés. Pourtant, la technique utilise ce rayonnement bien moins que ce n'est le cas pour tout ce qui se passe à des fréquences plus basses.

On subdivise, assez grossièrement d'ailleurs, le spectre de l'infrarouge en quatre parties : proche (de la lumière visible), moyen, lointain, et très lointain. Les deux parties qui ont été nommées en dernier lieu correspondent au « rayonnement de chaleur », tel qu'on le sent en approchant la main d'un fer à souder ou d'un bloc de glace.

Le graphique de la figure 1-3 illustre ce phénomène. Les températures y sont indiquées en °K (degrés Kelvin), c'est-à-dire avec référence au zéro

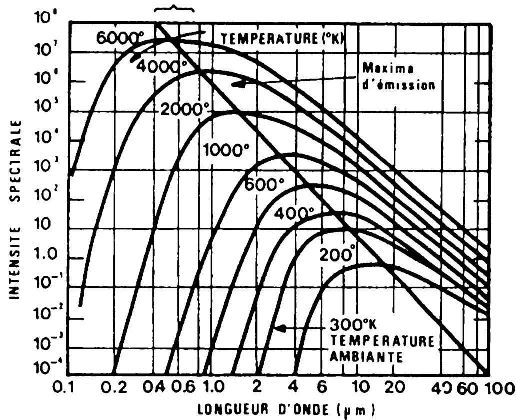



**Fig. 1-3. — Spectre d'émission d'un corps qu'on porte successivement à plusieurs températures.**

absolu, lequel correspond à − 273 °C. La courbe « 300 °K » correspond ainsi à une température de + 27 °C, soit à peu près la température ambiante moyenne qui régne dans les parties habitées de notre planète. Elle montre que tout ce qui est autour de nous rayonne des infrarouges, avec un maximum d'émission pour une longueur d'onde de 10 $\mu$m. Notre organisme est si bien habitué à ce rayonnement que nos nerfs ne nous signalent que des différences, tel que le fer à souder ou le bloc de glace dont il vient d'être question.

En portant un corps à une température plus élevée, l'intensité de son rayonnement augmente en même temps que la fréquence de ce rayonnement, c'est-à-dire que sa longueur d'onde diminue, en s'approchant de la plage de lumière visible. Ainsi, un corps porté à 1000 °K est déjà nettement incandescent. Et à 5900 °K, température du soleil, le maximum d'émission coïncide avec la plage de la lumière visible.

Il existe des dispositifs détecteurs, à l'antimoniure d'indium, qui sont capables de mesurer des températures de rayonnement à une distance de plusieurs kilomètres, et à 1/10 de degré près. A l'aide de tels détecteurs, on peut obtenir des « images thermiques » dont chaque point indique la température à laquelle se trouve un point dans la nature. Comme cette « vision thermique » est parfaitement indépendante de la lumière visible, elle

permet de voir la nuit, dans la mesure où, par exemple, la température d'un buisson est effectivement différente de celle d'un rocher. A plus forte raison, ce procédé permet de voir la chaleur rayonnée par une personne qui se déplace, ou un véhicule dont le moteur échauffe une partie de la carrosserie. Les satellites artificiels peuvent également prendre et retransmettre de telles images thermiques, pour l'étude de climats, de plantations, voire de gisements souterrains. D'ailleurs, le brouillard gêne ce rayonnement bien moins qu'il ne le fait pour la lumière visible.

## LE SOLEIL ET LES INFRAROUGES

Si le soleil nous chauffe, c'est que l'énergie qu'il émet, sous forme de lumière, se transforme en chaleur quand elle est absorbée par un corps qui n'en réfléchit qu'une faible partie. La teneur en infrarouges de son rayonnement est cependant assez faible. De plus, la totalité de ce rayonnement infrarouge ne parvient pas à la surface de la terre, car l'atmosphère en absorbe une partie.

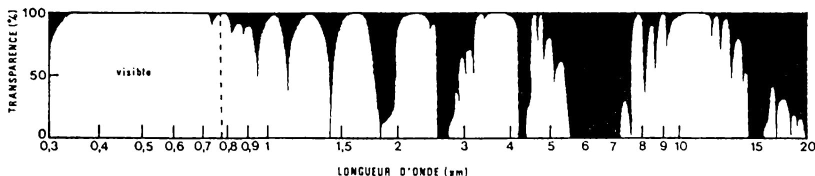



**Fig. 1-4. — Dans l'infrarouge moyen et lointain, l'atmosphère terrestre absorbe, de façon sélective, une certaine quantité du rayonnement qui est produit par le soleil.**

La figure 1-4 montre que cette absorption est sélective. Sur certaines longueurs d'onde (1,2 µm, 1,6 µm, 2,2, µm 4 µm), pratiquement tout le rayonnement solaire nous parvient, sur d'autres, l'absorption est presque totale. Ainsi, il existe des « fenêtres » dans l'atmosphère qui permettent aux radio-astronomes de « regarder au-dehors » ou d'« écouter » le bruit émanant de certaines étoiles et galaxies.

La plage de la lumière visible correspond à la fois au maximum du rayonnement solaire et au maximum de transparence de l'atmosphère. Apparemment, la vie sur terre s'est orientée, quant au sens de la vision, sur ces deux maxima. Dans un autre système solaire, il pourrait en être différemment et les êtres qui y habitent voient peut-être l'infrarouge, à moins que ce ne soit l'ultraviolet, et ce parce que leur atmosphère absorbe précisément la lumière que nous voyons, ou parce que leur soleil n'en émet que peu. Dans ce cas, impossible de discuter couleurs avec eux. Et peut-être même trouveront-ils qu'il fait complètement noir chez nous.

Il convient néanmoins de signaler que l'absorption des infrarouges par certains gaz a trouvé une application très sérieuse : la mesure de la pollution atmosphérique. Pour cela, il suffit de mesurer la transparence que l'air possède pour certaines longueurs d'onde de l'infrarouge, et on peut ainsi déterminer non seulement le degré de pollution, mais aussi sa nature.

## L'EXPLOITATION DU RAYONNEMENT INFRAROUGE

Sur le graphique de la figure 1-2, l'infrarouge proche est la plus petite des quatre parties de subdivision. Et pourtant, c'est le domaine le plus utilisé et surtout celui qui se prête le mieux à l'expérimentation personnelle, à l'utilisation domestique, à une application électronique réalisable par l'amateur. En effet, l'imagerie thermique revient très cher et même une photorésistance dont le maximum de sensibilité correspond à la longueur d'onde du rayonnement d'un fer à souder, est déjà assez coûteuse.

Il existe cependant, pour l'infrarouge lointain (surtout de 6 à 15 $\mu$m), des capteurs qui sont suffisamment économiques pour avoir reçu de nombreuses applications dans les domaines industriel et domestique. On les nomme « capteurs pour détection passive de mouvements » ou « détecteurs pyroélectriques ». Ils sont notamment capables de détecter des personnes par le rayonnement thermique que ceux-ci émettent, et on les utilise dans les installations d'alarme, éclairages automatiques et autres commandes à distance.

On verra par la suite que ce sont des capteurs « fugitifs », c'est-à-dire qu'ils sont capables de signaler des modifications d'une intensité de rayonnement, avec mémorisation de cette modification pendant une seconde environ. On les qualifie de passifs, car ils font appel à un rayonnement naturel, et non pas à un émetteur alimenté par une énergie électrique.

Pour l'infrarouge proche, on fabrique de tels émetteurs (diodes luminescentes) à un prix très abordable, et il en est de même pour les récepteurs (photodiodes, phototransistors). De plus, ces éléments permettent la transmission d'un flux d'informations assez important. En faisant du morse avec une lampe de poche, on arrivera peut-être à transmettre trois signes à la seconde. Cela serait un flux d'information de 3 bits/s. Un ordinateur arrive à traiter un flux au moins 1000 fois plus élevé. Pour lui transmettre un tel flux d'informations, on pourrait penser à une lampe de poche qu'on allume et qu'on éteint assez souvent, et dont la lueur serait reçue par un dispositif photosensible. L'ennui, c'est que le filament d'une lampe ne s'éteint pas tout de suite quand on coupe le courant, car il lui faut quelques millisecondes pour se refroidir. Ainsi, une transmision d'informations par une lampe incandescente n'est guère utilisable que jusqu'à 100 signes par seconde. Mais il existe des lasers à semi-conducteur qu'on peut encore parfaitement utiliser en les éteignant et en les réallumant 1 milliard de fois par seconde. Et il existe également des récepteurs de lumière (photo-diodes à avalanche) qui sont encore capables de suivre pareille cadence. En utilisant ces dispositifs d'émission et de réception aux deux extrémités d'une fibre de verre, d'un diamètre de 0,13 mm, on arrive actuellement à franchir des dizaines, voire des centaines de kilomètres sans amplification intermédiaire, et ce en transmettant simultanément soit 12 canaux de télévision, soit plus de 15000 voies téléphoniques.

En effet, les infrarouges offrent une capacité de transmission énorme. Pour s'en rendre compte, on peut imaginer un récepteur radio-TV qui prendrait toutes les fréquences comprises entre les ondes très longues et celles de la télévision, et qui ne comporterait cependant qu'un cadran d'une longueur de 1 cm, pour un total de quelques milliers de canaux de réception. Maintenant, on veut fabriquer un récepteur qui aurait une densité d'accord tout aussi invraisemblable, mais qui prendrait exclusivement la gamme des infrarouges proches. Quelle doit être la longueur de son cadran ? Deux kilomètres. En effet, l'infrarouge proche, c'est en gros entre 200 et 400 THz, soit 200 000 fois plus que la gamme de 1 GHz qu'on avait supposé pour le premier récepteur.

## SPECTRES DES SOURCES DE RAYONNEMENT

Les sources de lumière artificielle produisent, pour la plupart, une quantité assez forte de rayonnement infrarouge. La figure 1-5 permet une comparaison. On y a reproduit la réponse spectrale de cinq sources :

INC Ampoule à incandescence ;
MC Lampe au mercure ;
FL Lampe fluorescente ;
LA Laser à semi-conducteur ;
LED Diode émettrice d'infrarouge.

Parmi les trois sources d'éclairage, INC, MC, FL, seule la lampe au mercure ne produit pratiquement pas de rayonnement infrarouge. Il en est de même pour certaines lampes fluorescentes, car la courbe correspondante de la figure 1-5 englobe grossièrement tous les types de lampes de ce genre.

Alors que ces sources d'éclairage produisent des spectres assez larges, la réponse des sources à semi-conducteur (LA et LED) est beaucoup plus étroite.

A titre de comparaison, on a ajouté, dans la figure 1-5, les courbes de sensibilité de deux « récepteurs » : l'œil humain et le phototransistor au silicium (PHT). On voit que ce semi-conducteur ne présente, en fait, qu'une

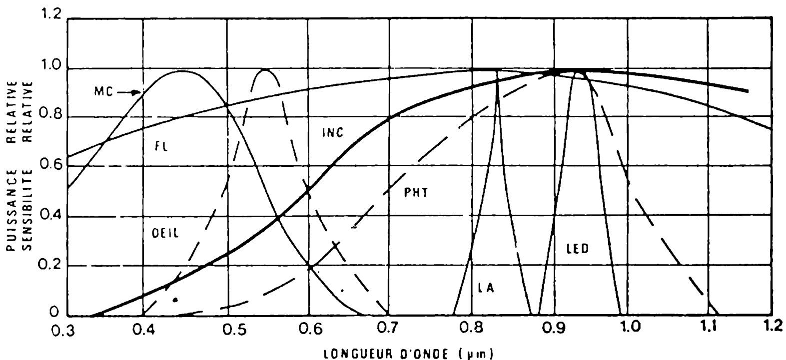



**Fig. 1-5. — Le spectre de rayonnement de quelques sources (MC : lampe au mercure, FL : tube fluorescent, INC : lampe à incandescence, LA : laser à semi-conducteur, LED : diode à infrarouges) comparé à la courbe de sensibilité de deux « récepteurs », l'œil humain et le phototransistor au silicium (PHT).**

sensibilité assez réduite pour la lumière visible. Par contre, le maximum de la courbe de réponse coïncide presque parfaitement avec le maximum d'émission de la diode émettrice d'infrarouges. On dispose donc là de deux composants très bien adaptés l'un à l'autre, et qui, par ailleurs, peuvent être fabriqués avec un prix de revient très avantageux, ce qui n'est pas encore le cas pour le laser à semi-conducteur. Ces particularités font que, dans la suite de ce livre, il sera essentiellement question des photorécepteurs au silicium ainsi que des diodes luminescentes.

## LES PROPRIÉTÉS OPTIQUES DES INFRAROUGES

Les composants semi-conducteurs qui viennent d'être mentionnés ont leur maximum de réponse pour des longueurs d'onde entre 0,8 et 1 $\mu$m, c'est-à-dire dans un domaine qui est très proche de celui de la lumière visible. De ce fait, les lois optiques leur restent parfaitement applicables. On peut ainsi concentrer leur rayonnement à l'aide d'une lentille (en verre ou en matière plastique) ou à l'aide d'un miroir parabolique. Pour le calcul d'un dispositif optique à lentille, on peut admettre que la distance focale de cette lentille est, pour les infrarouges très proches, la même que pour la lumière visible.

Cependant, cette similitude entre lumière et infrarouges cesse, dès qu'on parle couleurs. Il se peut, par exemple, que telle surface qui nous paraît « claire », réfléchisse assez mal les infrarouges, alors que telle autre surface, également « claire » à nos yeux, est un réflecteur infrarouge de bon rendement. Inversement, tout ce qui est sombre pour la vision humaine, ne l'est pas forcément pour les récepteurs sensibles à l'infrarouge.

Ces remarques s'appliquent également au *filtrage* des rayonnements. Ainsi, il suffit de badigeonner une feuille de matière plastique transparente avec un marqueur noir, pour la rendre pratiquement opaque pour l'œil. Néanmoins, le rayonnement d'un LED infrarouge va traverser la feuille ainsi traitée presque comme si elle était restée transparente. On verra au chapitre IV qu'il est très facile de réaliser un filtre qui arrête la lumière visible, pour ne laisser passer que ce qui est infrarouge. Il existe d'ailleurs des photosemiconducteurs dans lesquels un tel filtre se trouve incorporé.

Néanmoins, l'utilité pratique de ces filtres est assez restreinte, car le rayonnement ambiant, celui du soleil ou des lampes d'éclairage, contient aussi des composants infrarouges qui ne se distinguent en rien de ce

qu'émet une diode luminescente. Une séparation est cependant possible, si on remarque que le rayonnement ambiant est à peu près continu, alors qu'on peut entrecouper à une cadence assez vive (plus de 1 000 fois par seconde), le rayonnement d'un semi-conducteur. A la réception, il suffit alors de disposer d'un circuit qui se trouve « accordé » sur cette fréquence de découpage ou de « modulation », pour séparer le rayonnement ambiant continuel du rayonnement utile, c'est-à-dire véhiculant l'information qu'on désire exploiter. Cette « information » pourra être, par exemple, la présence d'un intrus qui coupe par son corps une liaison par infrarouges.

Dans les expériences qui seront décrites par la suite, les procédés de « filtrage » et de « modulation » seront étudiés d'une façon plus détaillée.

CHAPITRE II

# LES DIODES ÉMETTRICES D'INFRAROUGE

Comme on l'a vu dans le chapitre précédent, les « LED » à infrarouges sont les composants qu'on utilise le plus souvent dans les applications électroniques, du fait de leur prix, de l'absence de rayonnement visible, d'une bonne adaptation aux photorécepteurs courants et de la possibilité d'une « modulation », à fréquence élevée, permettant une distinction nette par rapport à tout rayonnement ambiant.

En fait, on a tort d'appeler ces diodes des « LED » (light emitting diodes), ou diodes luminescentes, et « IRED » (infrared emitting diodes) serait plus correct. Mais le mot « LED » s'est tellement répandu qu'il sera aussi utilisé dans ce qui suit, étant entendu qu'il s'agit d'infrarouges quand le contraire n'est pas spécifié.

## LA TECHNOLOGIE DES LED

A côté des LED émettant des infrarouges, il en existe qui produisent diverses couleurs de lumière visible. On les utilise comme voyants indicateurs, ainsi que dans les affichages numériques, notamment dans les calculatrices de poche.

Toutes ces LED utilisent un semi-conducteur à base de l'élément chimique *gallium*, le plus souvent l'arséniure de gallium (GaAs) ou le phosphure de gallium (GaP). La composition du semi-conducteur est généralement indiquée par une formule chimique. Exemple : GaAsP = phosphure arséniure de gallium.

Ces semi-conducteurs de composition ont quelques caractéristiques communes avec le silicium, qu'on utilise pour les transistors. Ainsi, ils sont pratiquement isolants à l'état pur. Mais, si on « dope » un tel semi-conducteur avec de très faibles quantités de certains éléments chimiques, on peut obtenir une sorte de conductibilité préférentielle, soit pour l'électricité positive, soit pour l'électricité négative. Par ce dopage, on peut créer, à l'intérieur d'un même morceau de semi-conducteur, soit des zones P (conductibilité positive), soit des zones N (conductibilité négative), une mention tel que N+ exprime un dopage particulièrement fort.

Les dopants les plus fréquemments utilisés, en matière de LED, sont le silicium (Si), l'azote (N), le zinc (Zn), le chrome (Cr). Exemple : GaAs : Si = Arseniure de gallium, dopé au silicium.

La figure 2-1 montre quelques-uns des procédés permettant de fabriquer des LED. Ces diodes conduisent un courant, si on applique une source électrique avec le pôle positif sur la métallisation menant à la couche P, et avec le pôle négatif sur celle menant à la couche N+. En traversant la jonction PN, les électrons ont une certaine « résistance » à vaincre. Or, le passage d'un courant dans une résistance provoque une dissipation d'énergie et, dans le cas d'un semi-conducteur ordinaire (transistor, diode), cette énergie devient chaleur. Mais, dans une LED, une partie de cette énergie est convertie en rayonnement électromagnétique, et on arrive à récupérer une bonne partie de ce rayonnement, du fait que les semi-conducteurs utilisés sont relativement transparents. Dans les cas les plus favorables, on récupère, sous forme de rayonnement, plus de 10 % de l'énergie électrique qu'on utilise pour alimenter la diode, le reste étant transformé en chaleur.

Dans le cas de la diode GaAsP (lumière rouge) de la figure 2-1, la jonction PN se trouve à une distance de 2 à 4 $\mu$m de la surface du semi-conducteur. La lumière est rayonnée par la zone P, de manière non pas directive, mais omnidirectionnelle, si bien qu'une bonne partie se perd par absorption dans le semi-conducteur.

Avec une diode de luminescence verte (GaP, fig. 2-1, au centre), on obtient un rendement encore plus faible, car on est obligé de réserver une zone P plus épaisse (20 à 50 $\mu$m).

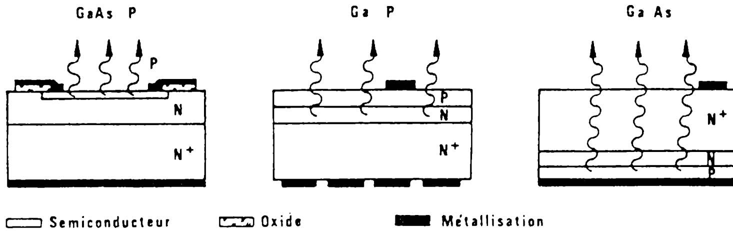



**Fig. 2-1. — Constitution technologique de quelques types de LED (Siemens).**

Par contre, on obtient un excellent rendement avec une diode à infrarouges (GaAs, fig. 2-1, à droite), car on a alors affaire à un matériau presque parfaitement transparent. On peut ainsi disposer la couche P, qui dégage l'essentiel de la chaleur de dissipation, de façon que cette chaleur puisse être évacuée par une large métallisation. De plus, cette métallisation peut jouer le rôle de miroir, reflétant le rayonnement diffus vers l'ouverture de sortie du composant.

La couleur obtenue, ou la nature du rayonnement, dépend du matériau semi-conducteur, de son dopage et de la technologie de réalisation. On peut ainsi, par exemple pour obtenir une lumière orange, disposer du GaAs sur du GaP. Le graphique de la figure 2-2, emprunté d'une documentation Telefunken electronic, montre la réponse spectrale de quelques LED

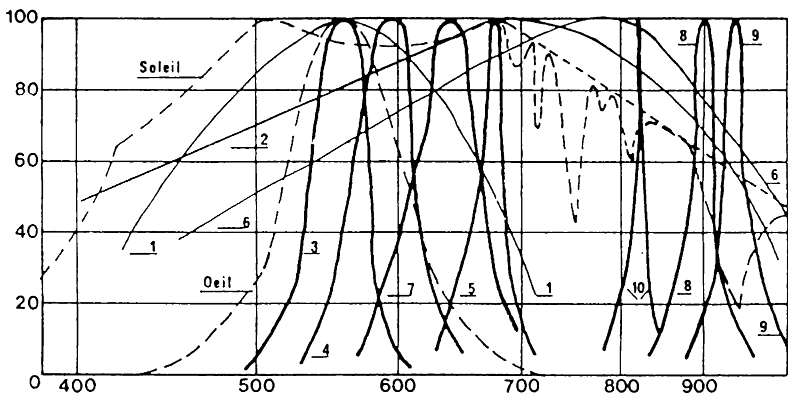



**Fig. 2-2. — Réponse spectrale de semi-conducteurs émettant un rayonnement visible ou infrarouge (Telefunken electronic).**

de type courant. A des fins de comparaison, on a indiqué la réponse d'un photocapteur au silicium par les courbes 1 (avec filtre pour lumière visible) et 2 (sans filtre), ainsi que celle d'une cellule solaire (courbe 6). La réponse de l'œil humain n'a pas été oubliée, et pour le spectre du soleil, on donne même deux courbes : une courbe continue qui indique ce que le soleil émet, et, dans l'infrarouge, une courbe plus accidentée qui précise les pertes dues à l'atmosphère. Dans le chapitre précédent (fig. 1-4), ce phénomène d'absorption avait déjà été mentionné, mais ce, pour une plage de longueurs d'onde beaucoup plus étendue.

## LA NOTION DU RENDEMENT

En première approximation, le rendement d'une LED est d'autant plus faible que la longueur d'onde du rayonnement émis est plus courte. Ainsi, les LED « couleur » les plus brillantes sont les rouges, bien qu'elles produisent une longueur d'onde pour laquelle l'œil humain n'est pas très sensible. Le maximum de cette sensibilité correspond au vert, ce qui fait que les LED de cette couleur paraissent souvent très lumineuses. On peut également réaliser des LED de couleur bleue (GaN), mais leur rendement est si faible et leur difficulté de fabrication si élevée, qu'on n'en est pas encore au produit de masse.

Les diodes d'infrarouges sont les mieux loties, du point de vue rendement : plus de 10 % pour certains types professionnels, très chers, et aux environs de 5 % pour la marchandise courante, de modèle récent. C'est plus qu'une lampe à incandescence peut fournir dans le domaine visible, mais certainement pas pour ce qui est de l'infrarouge. Or, le rendement d'une ampoule d'éclairage dépend beaucoup de la tension qu'on lui applique, c'est-à-dire de sa durée de vie. Et là, on trouve une première supériorité de la diode luminescente : sa durée de vie est telle que son intensité de rayonnement ne diminue de moitié qu'au bout de 100 000 heures (soit plus de 11 ans) de fonctionnement permanent. Or, pour qu'une ampoule d'éclairage tienne pendant 1 an, il faut la sous-alimenter d'au moins 30 %, ce qui diminue fortement son rendement.

De plus, l'intérêt d'une diode à infrarouges peut résider dans sa discrétion, notamment dans les installations de surveillance. Cela est également vrai pour les ultrasons, mais leur mise en œuvre est plus délicate.

L'avantage essentiel est cependant la possibilité de moduler le rayonnement qu'émet une diode à infrarouges. En effet, un tel découpage, à cadence rapide, du flux de rayonnement permet de distinguer une source particulière d'autres sources qui émettent sur une même longueur d'onde.

On peut ainsi séparer le rayonnement d'une source de celui de l'éclairage ambiant, et notamment de celui des ampoules à incandescence. Puisque ces ampoules sont alimentées par un courant alternatif, leur lumière se trouve toujours quelque peu modulée. Mais la fréquence de cette modulation est nettement plus basse que celle qu'on arrive à produire avec une LED, et la séparation est ainsi relativement facile.

## LE COMPORTEMENT ÉLECTRIQUE D'UNE LED

Une ampoule de lampe de poche, cela se branche tout simplement et directement sur une pile, pourvu que les tensions concordent. Dans le cas d'une LED, c'est beaucoup moins simple. Le fabricant indique bien, comme « chute de tension directe » ($U_F$, $V_F$) la tension qu'on doit observer, en fonctionnement normal, aux bornes d'une LED. Cette tension est comprise entre 1,1 et 1,6 V dans le cas d'une diode d'infrarouges, et entre 1,4 et 2 V pour une diode de rayonnement visible. Mais si vous vous croyez autorisé, pour autant, de connecter une LED directement sur une pile de 1,5 V, cela peut se terminer très mal. En effet, une LED est une diode de semi-conducteur, et on ne connecte jamais une telle diode directement sur une pile. Le courant provoque un échauffement dans une diode et,si elle s'échauffe, elle demande encore plus de courant (effet de température). Ce courant supplémentaire échauffe encore plus la diode,

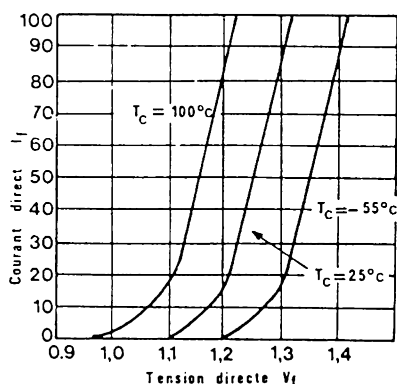



**Fig. 2-3. — La tension directe aux bornes d'une diode luminescente dépend assez fortement de la température, et assez peu de l'intensité directe $I_F$.**

qui demande alors encore plus de courant... et cela peut se terminer, en quelques millisecondes, par la destruction du semi-conducteur.

La figure 2-3, valable pour une LED d'infrarouges de caractéristiques moyennes, montre comment la tension $V_F$ qu'on obtient, aux bornes de la diode, pour une intensité $I_F$ donnée, dépend de la température du semi-conducteur, $T_C$. On voit aussi que $I_F$ évolue très rapidement quand on augmente la tension appliquée, et qu'un fonctionnement sous 1,5 V aurait conduit à une surcharge prohibitive.

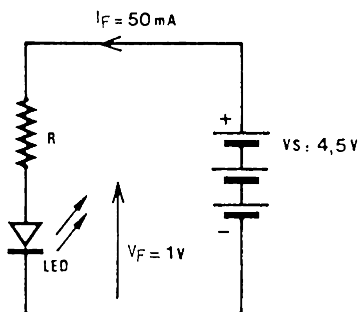



**Fig. 2-4. — Le schéma montre le symbole d'une LED (symbole d'une diode, affecté de deux flèches de « rayonnement ») et le circuit habituel d'utilisation de ce semi-conducteur, où une résistance R sert à limiter l'intensité $I_F$ à une valeur non destructive.**

Pour alimenter correctement une LED, il faut *limiter le courant* qui la parcourt. Le schéma de la figure 2-4 montre qu'il suffit, pour cela, d'intercaler une résistance entre la LED et la source dont on choisit la tension nettement plus grande que $V_F$. Puisqu'on suppose $V_F = 1$ V dans cet exemple, il reste $V_S - V_F = 4{,}5 - 1 = 3{,}5$ V aux bornes de la résistance R. Puisqu'on demande $I_F = 50$ mA, on doit, d'après la loi d'Ohm, choisir R = 3,5 V/ 50 mA = 70 $\Omega$. Et s'il y a une incertitude sur $V_F$ ? Si on a, en réalité, $V_F$ = 1,3 V au lieu de 1 V? Il suffit de refaire le calcul précédent dans l'autre sens pour constater que cette différence de 30 % sur $V_F$ n'implique qu'une différence de moins de 10 % sur $I_F$, lequel passe de 50 à 45,7 mA. Ainsi, le montage de la figure 2-4 possède un certain effet régulateur sur $I_F$.

En effectuant le calcul précédent pour $I_F$ = 15 mA environ, vous pouvez expérimenter le montage indiqué avec une LED de couleur rouge, en boî-

tier plastique. Elle vous indiquera visiblement quand elle se trouve bien connectée, et elle est aussi moins chère qu'une LED d'infrarouges. Cela pour l'intensité des regrets consécutifs à une fausse manœuvre.

## ALIMENTATION PULSÉE

Avec le montage de la figure 2-4, la valeur de $I_F$ est la seule des caractéristiques limites de la diode qu'on ait à respecter. En effet, la dissipation dans la diode ne peut dépasser la valeur que le fabricant autorise, quand on a calculé $I_F$ en partant de $V_F = 1$ V. Dans les tableaux qu'on trouvera quelques pages plus loin, $I_F$ est ainsi la caractéristique électrique limite la plus importante. On y a indiqué aussi une valeur $I_{FM}$, mais cette valeur n'est utilisable qu'en régime impulsionnel, quand on alimente la diode seulement pendant une dizaine de microsecondes et si on la laisse ensuite au repos pendant un temps suffisant pour que l'intensité moyenne (dans le temps) ne puisse dépasser la valeur de $I_F$.

Dans certaines des applications qui sont décrites plus loin, on produit un rayonnement modulé en alimentant une diode avec des alternances d'allumage et d'extinction qui durent, par exemple, 1 ms chacune. Dans ces conditions, l'intensité d'allumage peut être, au maximum, égale à 2 fois $I_F$.

En régime impulsionnel, ou lors d'une alimentation en alternatif, une LED peut être soumise, instantanément, à une tension inverse (comme si on la connectait à l'envers, dans la figure 2-4). Cela peut impliquer un danger de

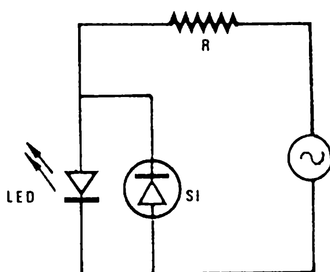



**Fig. 2-5. — Pour éviter qu'une LED ne soit endommagée par une tension inverse, il suffit d'y connecter, en opposition de polarité, une diode au silicium (diode de redressement).**

claquage, car les LED ne supportent généralement que des tensions inverses de quelques volts. Si un tel danger existe, il est facile d'y remédier. Il suffit, comme le montre la figure 2-5, de connecter une diode au silicium (capable de conduire l'intensité qui est susceptible de se présenter) en opposition sur la LED.

## ALIMENTATION SIMULTANÉE DE PLUSIEURS LED

Si la curiosité vous a déjà poussé à une petite investigation des tableaux de LED qui suivent, vous aurez constaté qu'on n'en fabrique que pour des intensités de quelques dizaines ou de quelques centaines de milliampères. Pour obtenir une puissance relativement grande, il faut donc utiliser plusieurs LED sur une même source. La figure 2-6 montre que cela est possible par une mise en série de ces diodes. Par analogie avec ce qu'on avait à propos de la figure 2-4, où on avait pris $V_S = 4{,}5$ V pour une LED, il faudrait donc maintenant 18 V, puisqu'on travaille avec 4 LED, si on veut obtenir la valeur prévue pour $I_F$ avec une aussi bonne précision.

Souvent, cette notion de précision est moins importante que celle de la valeur de la tension d'alimentation, et un compromis est possible, si on

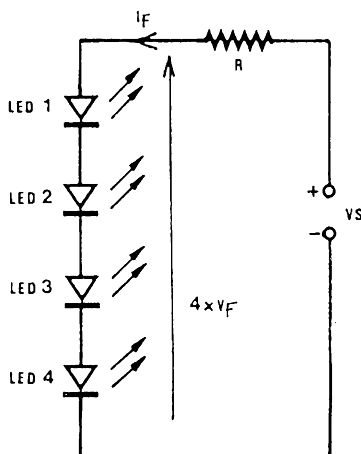



**Fig. 2-6. — On peut alimenter plusieurs LED sur une même source et avec une même résistance de limitation, si on les connecte en série.**

utilise, dans le calcul, une valeur plus exacte pour $V_F$ soit $V_F = 1{,}3$ V. Dans le cas de la figure 2-6, on aura donc $4 \times V_F = 5{,}2$ V. A la limite, on pourra se contenter de $V_S = 9$ V, ce qui laisse 3,8 V aux bornes de R. Si on cherche à obtenir $I_F = 100$ mA, on devra donc prendre $R = 3{,}8/0{,}1 = 38\ \Omega$. Mais cette façon de faire n'est raisonnable que si $V_S$ n'est pas susceptible de varier. En effet, si on admet que cette tension puisse diminuer jusqu'à $V_S = 8$ V, l'intensité n'est plus que $I_F = 2{,}8\ V/38\ \Omega = 74$ mA, soit une perte de plus de 25 %. Avec 4 LED, on obtiendra alors une puissance de rayonnement qu'on aurait tout aussi bien pu obtenir avec 3, en les alimentant de façon correcte.

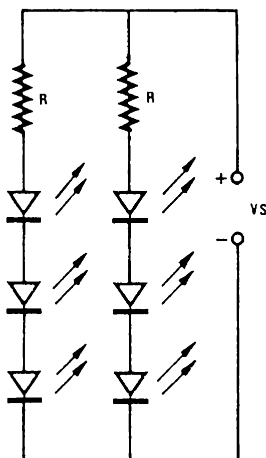



**Fig. 2-7. — Le montage série-parallèle est à recommander, si on ne dispose que d'une tension d'alimentation ($V_S$) relativement faible.**

Si on veut alimenter un grand nombre de diodes avec une tension $V_S$ relativement faible ou peu stable, on devra donc avoir recours au montage de la figure 2-7, qui est un montage série-parallèle dont chaque branche se calcule comme le circuit de la figure 2-6. Dans tous les cas, l'intensité de fonctionnement sera d'autant moins affectée par le coefficient de température des diodes et par les variations de $V_S$, que la chute de tension sur R sera plus grande. Il faut donc dissiper une puissance assez importante dans R, ce qui fait que le rendement d'utilisation d'une LED est nettement inférieur à son rendement électrique proprement dit.

# GRANDEURS PHYSIQUES DE RAYONNEMENT

Quand on fait fonctionner une LED avec une certaine intensité $I_F$, elle produit une certaine puissance de rayonnement, ou de « flux énergétique », $\Phi_e$, et qui s'exprime en milliwatts (mW). Suivant la forme du boîtier et de sa lentille éventuelle, une partie plus ou moins grande du flux produit $\Phi_e$ devient effectivement flux de sortie, $\Phi_0$ (également exprimé en milliwatts). Certains fabricants indiquent $\Phi_e$, d'autres $\Phi_0$, et cela ne facilite pas la comparaison.

Mais, ce qui intéresse surtout l'utilisateur, c'est *l'intensité de rayonnement* qu'il peut récupérer quand il se met bien en face de la diode émettrice. Cette intensité dépend d'une part de la puissance de rayonnement ($\Phi_e$ ou $\Phi_0$) et d'autre part, de la concentration que ce rayonnement subit par une lentille dont le boîtier peut être muni.

A titre d'exemple, les figures 2-8 à 2-10 illustrent cet effet de concentration par les « lobes » de directivité de trois LED, fabriquées par Telefunken-

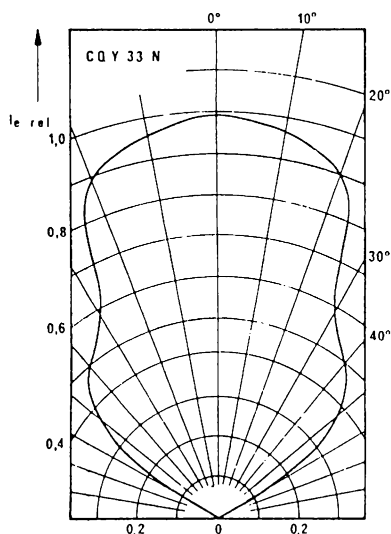



**Fig. 2-8. — Diagramme de rayonnement d'une diode à fenêtre en verre plan.**

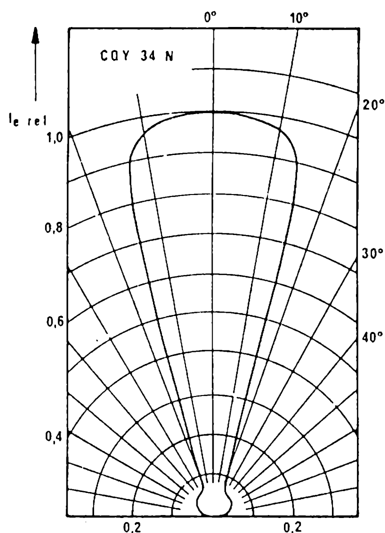



Fig. 2-9. — On peut augmenter la directivité du rayonnement en coiffant le boîtier de la diode d'une lentille.

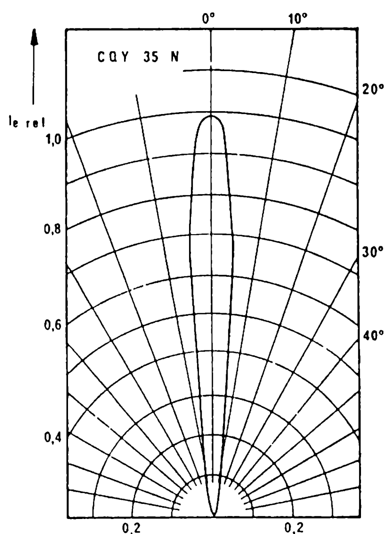



Fig. 2-10. — Diagramme correspondant à un angle de rayonnement de 10° à demi-intensité.

electronic. La figure 2-8 est relative à une diode munie d'une fenêtre plane, et c'est essentiellement le boîtier qui limite le rayonnement latéral.

Le lobe coupe la graduation 0,5 de l'échelle $I_{e\ rel}$ (intensité relative de rayonnement) à des points qui correspondent à des angles de $40^0$ par rapport à l'axe. On peut donc définir un « *angle de rayonnement à demi-intensité* » qui est, dans le cas de l'exemple, $\theta = 80^0$. Certains fabricants indiquent, dans leur documentation, un « demi-angle à demi-intensité », $\theta/2$. Quand on étudie une telle documentation, il faut donc toujours vérifier, comment cet angle est défini.

Dans la figure 2-9, on trouve l'exemple d'une LED dont la lentille permet d'obtenir un angle de rayonnement de 30°, alors que cet angle est de 10° dans le cas de la figure 2-10. Les diodes de ce dernier type sont généralement utilisées pour des liaisons fixes (barrières optiques). Un lobe comme celui de la figure 2-9 peut être avantageux pour une installation détectant le passage de personnes par réflexion d'infrarouges sur leur corps, ou pour la télécommande d'un appareil fixe (téléviseur) à partir d'un dispositif qu'on tient dans la main. Ces mêmes applications peuvent être envisagées pour la diode de la figure 2-8, mais on utilise les diodes de ce type (à verre plan) aussi conjointement avec des lentilles externes au boîtier, et qui permettent alors d'obtenir un effet très prononcé de concentration.

En tous cas, il est certain que l'intensité de rayonnement $I_e$, qu'on perçoit en se plaçant dans l'axe de la diode, est beaucoup plus grande avec une diode à forte concentration optique (fig. 2-10) qu'avec une diode sans lentille (fig. 2-8). Comme tous les fabricants n'indiquent pas $I_e$ pour toutes leurs diodes, il faut calculer cette intensité par

$$I_e = \frac{\Phi_0}{2\,\pi\,(1 - \cos 0{,}5\ \theta)}$$

où $\Phi_0$ et $\theta$ sont les grandeurs qui ont été définies plus haut.
L'intensité de rayonnement est définie par

$$I_e = \frac{d\,\Phi}{d\,\omega}$$

et s'exprime en « watts par stéradian » (W/sr ou mW/sr). Le paragraphe suivant apportera quelques éclaircissements au sujet de ces notions.

# L'ANGLE SOLIDE DE RAYONNEMENT

Comme un rayonnement va plus ou moins dans toutes les directions, il convient de l'étudier non pas simplement sur un plan, mais dans l'espace. D'où ce joli dessin de la figure 2-11, emprunté d'une documentation Siemens, et qui permet de comprendre ce qu'est un angle solide. Pour cela, on pourra admettre que le rayon R de la sphère représentée est égal à 1 m, ce qui fait que la calotte circulaire, à droite, possède une surface $F = R^2 = 1\ m^2$. Et l'angle solide $\Omega$ est, dans ce cas particulier, défini par le cône qui relie le centre de la sphère au pourtour de F. L'angle solide se compte en « stéradians » (sr), et le cas où $F = R^2$ correspond précisément à la définition de cette unité, c'est-à-dire qu'on a affaire à un angle solide de $\Omega_0 = 1$ sr, quand la surface « visée » est égale au carré du rayon de la sphère.

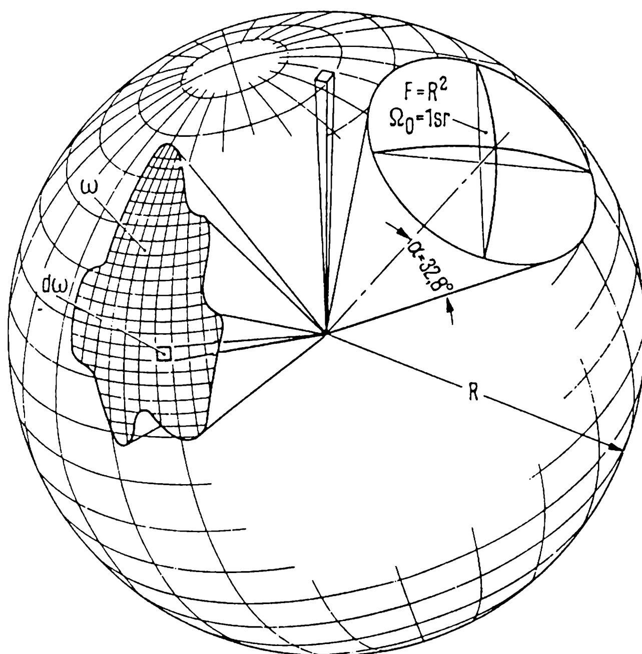



**Fig. 2-11. — La notion de l'angle solide s'applique à des portions de surface de sphère dont la forme peut être quelconque.**

S'il s'agit là d'une surface à bord circulaire, l'angle du cône (qui définit $\Omega_0 = 1$ sr) est égal à $\alpha = 32{,}8^0$, comme on le démontre en trigonométrie.

Cependant, la notion de l'angle solide s'applique non seulement à une calotte circulaire, mais à toute surface qu'on découpe sur la « peau » de la sphère dans la figure 2-11. Ainsi, la surface bizarriforme $\omega$, à gauche dans le dessin, peut également correspondre à un angle solide de 1 sr, si cette surface $\omega$ est égale à 1 m². L'angle solide est alors constitué par l'ensemble des rayons qui relient le centre de la sphère au pourtour de la surface $\omega$.

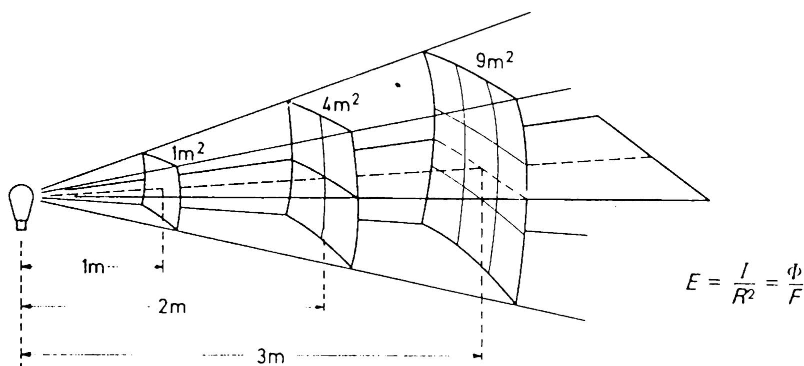



**Fig. 2-12. — La puissance qu'on reçoit d'une source de rayonnement dépend de son intensité I et de la distance R à laquelle elle se trouve.**

Dans le cas d'un lobe très étroit, comme celui de la figure 2-10, une définition réaliste d'une intensité de rayonnement n'est possible que si on se place, autour de l'axe de $(0^0)$, sur une partie de ce lobe qui doit être si petite qu'on puisse considérer $I_e$ comme constant, entre ses limites. En revenant à une représentation dans l'espace (fig. 2-11), il faut donc considérer une toute petite surface, définie par un tout petit angle solide, $d\omega$, et admettre qu'on dirige l'axe de rayonnement de la LED vers cette surface. L'angle solide $d\omega$ entourera alors une toute petite quantité, $d\Phi$ (ou $d\Phi_0$), du flux émis par la diode, et son intensité de rayonnement est alors définie par $d\Phi/d\omega$, quantité de flux passant par un angle solide suffisamment petit pour que le flux y soit constant.

Reprenant la notion de l'angle solide, la figure 2-12 illustre celle de la puissance d'irradiation (ou irradiance) E qui s'exprime en watts par $m^2$ ($W/m^2$ ou $mW/m^2$). C'est la puissance qui est reçue, par exemple, par la surface sensible d'un récepteur de rayonnement, tel qu'un phototransistor. Dans le cas d'une source directive, on ne peut la calculer que par $E = I/R^2$, si $I = I_e$ est l'intensité de la source et R la distance entre source et récepteur. La relation $E = \Phi/F$, rapport entre le flux $\Phi$ et la surface F qui est frappée par ce flux, n'est strictement valable que dans le cas d'une source omnidirectionnelle.

## CARACTÉRISTIQUES DE RAYONNEMENT DES LED

En plus des caractéristiques mentionnées plus haut, $\Phi_e$, $\Phi_0$, $I_e$ et $\theta$, les fabricants des LED indiquent une longueur d'onde de rayonnement qui est voisine de 950 nm pour les types courants à infrarouges. Cette indication est parfois précisée par une courbe donnant la répartition spectrale de ce rayonnement. La figure 2-13 (Telefunken-electronic) est un exemple typique, valable pour toute LED à infrarouges.

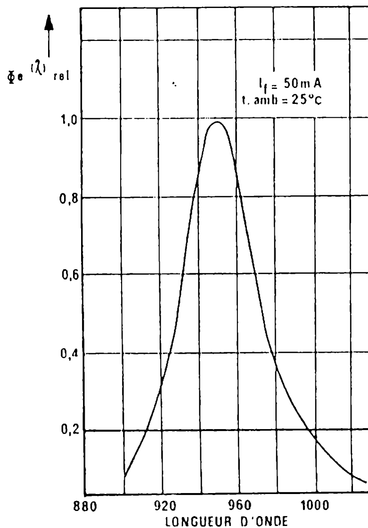



**Fig. 2-13. — Spectre type d'une LED à infrarouge.**

Il en est de même pour la courbe de la figure 2-14 (Siemens) qui précise l'effet de température de la raie maximale de ce spectre. Dans les applications courantes, ces variations de longueur d'onde sont sans effet pratique.

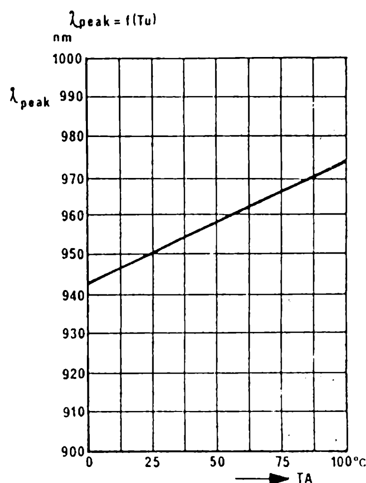



Fig. 2-14. — La longueur d'onde du rayonnement d'une LED accuse un léger effet de température.

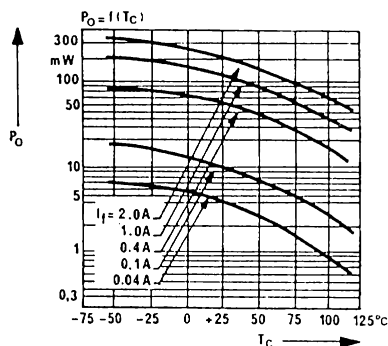



Fig. 2-15. — Pour un courant d'alimentation donné, on obtient un rayonnement d'autant plus intense que la diode se trouve à une température plus basse.

Les courbes suivantes, relevées dans une documentation Texas Instruments, montrent (fig. 2-15) que la puissance rayonnée en sortie $P_0$ (= $\Phi_0$) accuse également un effet de température, alors que la figure 2-16 permet de constater que le rendement d'une LED passe par un maximum pour une certaine intensité directe $I_F$.

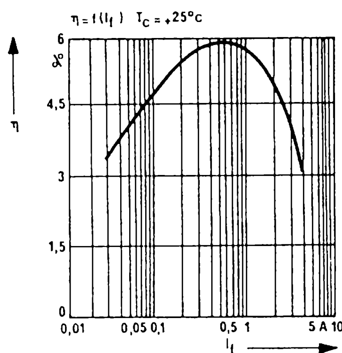



Fig. 2-16. — Le rendement d'une LED accuse un optimum pour une certaine valeur de l'intensité d'alimentation.

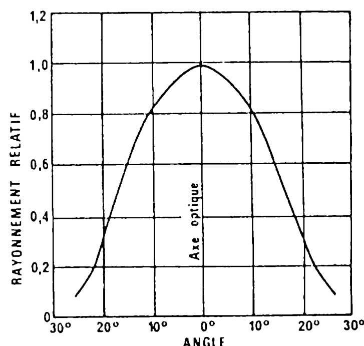
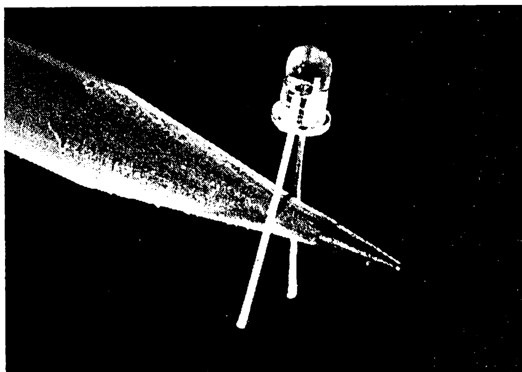



Fig. 2-17. — Représentation « linéaire » du diagramme de rayonnement d'une LED.

Finalement, la figure 2-17 montre que l'effet directif d'une LED peut être représenté d'une manière différente de celle qui avait été utilisée pour les figures 2-8 à 2-10. On voit néanmoins sans peine qu'il s'agit d'une diode dont l'angle de rayonnement à demi-intensité est de $35^0$.



**Photosemiconducteur miniature, sous enrobage transparent (Texas-Instruments)**

# TABLEAUX DE TYPES COURANTS

Dans les tableaux qui suivent, on trouve, par ordre alphabétique de fabricant, quelques types de LED pour infrarouges, sélectionnés essentiellement en fonction des applications qui seront décrites par la suite. Les caractéristiques indiquées, définies plus précisément plus haut, sont :

$I_F$ Intensité maximale continue

$I_{FM}$ Intensité maximale impulsionnelle ($< 10 \mu s$)

$\Phi_e$ Flux de rayonnement obtenu avec $L_F = I_{Fm}$

$\Phi_0$ Flux de rayonnement de sortie, obtenu avec $I_F = I_{Fm}$

$I_e$ Intensité de rayonnement obtenue avec $I_F = I_{Fm}$

$I_{Fm}$ Intensité électrique utilisée pour la mesure de $\Phi_e$, $\Phi_0$ et $I_e$

$\theta$ Angle de rayonnement à demi-intensité

## ASEA-HAFO, TRW

| Type | Limites | | Caractéristiques | | | θ (°) | Boîtier | Observations |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $I_F$ (mA) | $I_{FM}$ (A) | $\Phi_e$ (mW) | $I_e$ (mW/sr) | $I_{Fm}$ (mA) | | | |
| 1 A 48 B<br>1 A 48 C | 100 | — | 2 | 25<br>32 | 100 | 20 | ME | |
| 1 A 104 | 100 | — | 6 | 20 | 100 | — | ME | |
| 1 A 119 | 500 | — | 30 | 50 | 500 | — | (3) | |
| OP 130<br>OP 131<br>OP 132<br>OP 133 | 100 | 10 | 1<br>3<br>4<br>5 | | 100 | 18 | MC | |
| OP 130...3 W | Comme OP 130...3 | | | | | 50 | MC | |
| OP 160<br>OP 160 W | 50 | 3 | 0,5 | | 20 | 16<br>85 | PD | |
| OP 161 | 50 | 3 | 0,5 | | 20 | 18 | PF | |
| OP 231<br>OP 232<br>OP 233 | 100 | 10 | 8<br>10<br>12 | | 100 | 18 | MC | (5) |
| OP 231...3 W | Comme OP 231...3 | | | | | 50 | MC | (5) |
| OP 260 | 50 | 3 | 1 | | 20 | 16 | PD | (5) |
| OP 290<br>OP 291<br>OP 292<br>OP 293 | 150 | 5<br>2<br>1<br>2 | 3,6<br>3,6<br>3,6<br>18 | | 20<br>20<br>20<br>100 | 50<br>50<br>50<br>60 | PD<br>PD<br>PD<br>PC | (5) |
| OP 295<br>OP 296<br>OP 297<br>OP 298 | 150 | 5<br>2<br>1<br>2 | 3,6<br>3,6<br>3,6<br>18 | | 20<br>20<br>20<br>100 | 15<br>15<br>15<br>25 | PD<br>PD<br>PD<br>PC | (5) |

## TEMIC

| Type | Limites | | Caractéristiques | | | θ (°) | Boîtier | Observations |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $I_F$ (mA) | $I_{FM}$ (A) | $\Phi_e$ (mW) | $I_e$ (mW/sr) | $I_{Fm}$ (mA) | | | |
| CQX 18 A<br>CQX 18 B | 60 | 1 | 1 | 0,15...0,3<br>> 0,25 | 20 | 150 | PA | (1) (2) |
| CQX 19 | 250 | 10 | 20 | 40 | 250 | 40 | MA | |
| CQX 46<br>CQX 47 | 100 | 2,5 | 15<br>25 | 10 (> 5)<br>33 | 100 | 50<br>35/55 | PB<br>PH | (2) |
| CQX 48 A<br>CQX 48 B | 60 | 3 | 5 | > 1<br>> 2 | 50 | 50 | PA | |
| CQY 36 N<br>CQY 37 N | 100 | 2,5 | 5 | > 0,7<br>> 2,2 | 50 | 80<br>25 | PH | |
| TSCA 6000 | 100 | 2,5 | 20 | 120 (> 70) | 100 | 8 | PC | |
| TSHA 4400<br>TSHA 4401 | 100 | 2 | 20<br>24 | 20<br>30 | 100 | 40 | PB | |
| TSHA 5200<br>TSHA 5201<br>TSHA 5202<br>TSHA 5203 | 100 | 2,5 | 14<br>18<br>22<br>25 | > 280<br>360...520<br>480...640<br>> 600 | 1500 | 25 | PC | (1) (5) |
| TSHA 5500<br>TSHA 5501<br>TSHA 5502<br>TSHA 5503 | 100 | 2,5 | 14<br>18<br>22<br>25 | > 140<br>180...260<br>240...320<br>> 300 | 1500 | 40 | PC | (1) (5) |
| TSHA 6200...3<br>TSHA 6500...3 | Identiques, sauf forme des connexions, à TSHA 52000...3 et TSHA 5500...3 | | | | | | | |
| TSHF 5400 | 100 | 1 | 25 | 30 (> 20) | 100 | 48 | PC | |
| TSIP 4400<br>TSIP 4401 | 100 | 2 | 22<br>25 | > 12<br>> 16 | 100 | 40 | PB | |
| TSIP 5200<br>TSIP 5201 | 150 | 3 | 22<br>25 | > 20<br>> 30 | 100 | 34 | PC | |
| TSIP 7600<br>TSIP 7601 | 150 | 3 | 22<br>25 | 8...15<br>12...20 | 100 | 60 | PC | |
| TSSA 4500 | 100 | 2 | 22 | 23 | 100 | 40 | PI | |

## TEMIC

| Type | Limites | | Caractéristiques | | | θ | Boîtier | Obser-vations |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $I_F$ (mA) | $I_{FM}$ (A) | $\Phi_e$ (mW) | $I_e$ (mW/sr) | $I_{Fm}$ (mA) | (°) | | |
| TSTA 7100 | | | | 30 | | 10 | ME | |
| TSTA 7200 | 100 | 2,5 | 18 | 19 | 100 | 30 | ME | (5) |
| TSTA 7500 | | | | 6 | | 80 | MC | |
| TSTS 7100 | | | | > 10 | | | | |
| TSTS 7101 | 250 | 2,5 | 8 | > 12,5 | 100 | 10 | ME | |
| TSTS 7102 | | | | > 20 | | | | |
| TSTS 7103 | | | | > 32 | | | | |
| TSTS 7200 | | | | > 4 | | | | |
| TSTS 7201 | 250 | 2,5 | 8 | > 6,3 | 100 | 30 | ME | |
| TSTS 7202 | | | | > 10 | | | | |
| TSTS 7203 | | | | > 16 | | | | |
| TSTS 7300 | | | | > 4 | | | | |
| TSTS 7301 | 250 | 2,5 | 7 | 6,3...12,5 | 100 | 24 | MB | |
| TSTS 7302 | | | | 10...20 | | | | |
| TSTS 7303 | | | | 16...32 | | | | |
| TSTS 7500 | | | | > 1,25 | | | | |
| TSTS 7501 | 250 | 2,5 | 8 | >1,6 | 100 | | MC | |
| TSTS 7502 | | | | > 2,5 | | | | |
| TSTS 7503 | | | | > 4 | | | | |
| TSUS 3400 | 100 | 2,5 | 10 | 10 (> 5) | 100 | 50 | PB | |
| TSUS 4300 | 100 | 2 | 13 | 18 | 100 | 32 | PB | |
| TSUS 4400 | 100 | 2 | 13 | 17 (> 7) | 100 | 36 | PB | |
| TSUS 5200 | | | 11 | 85 | | | | |
| TSUS 5201 | 150 | 2,5 | 11 | 120 | 1500 | 35 | PC | (1) |
| TSUS 5202 | | | 15 | > 170 | | | | |
| TSUS 5400 | | | 11 | 60 | | | | |
| TSUS 5401 | 150 | 2,5 | 11 | 85 | 1500 | 50 | PC | (1) |
| TSUS 5402 | | | 15 | > 120 | | | | |
| V 194 P | | | | > 1,5 | | | | |
| V 394 P I | | | | > 2,5 | | | | |
| V 394 P II | 250 | 2,5 | 10 | > 4 | 100 | 80 | MC | |
| V 394 P III | | | | > 6,3 | | | | |
| V 394 P IV | | | | > 10 | | | | |

## PHILIPS

| Type | Limites | | Caractéristiques | | | $\theta$ (°) | Boîtier | Observations |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $I_F$ (mA) | $I_{FM}$ (A) | $\Phi_e$ (mW) | $I_e$ (mW/sr) | $I_{Fm}$ (mA) | | | |
| CQW 58 A-1<br>CQW 58 A-2 | 60 | 1 | 1 | > 1<br>> 3 | 20 | 30 | PB | (6) |
| CQW 89 A<br>CQW 89 A-1<br>CQW 89 A-2 | 130 | 2,5 | 8 | > 9<br>> 12<br>> 15 | 100 | 48 | PC | (6) |
| CQW 89 B | 130 | 2,5 | 8 | > 20 | 100 | 24 | PD | (6) |
| CQY 11 B<br>CQY 11 C | 30 | 0,2 | — | 0,064<br>1,25 | 20 | 70<br>≈ 10 | MH | |
| CQY 49 B<br>CQY 49 C | 100 | 1 | — | 0,5<br>5 | 50 | 80<br>15 | MH | |
| CQY 50<br>CQY 52 | 100 | 0,5 | > 0,16<br>> 0,4 | > 0,18<br>> 0,45 | 20 | 35 | MD | |
| CQY 58 A<br>CQY 58 A-1<br>CQY 58 A-2 | 50 | 0,2 | 1 | > 2<br>> 1<br>> 3 | 20 | 40 | PB | |
| CQY 89 A<br>CQY 89 A-1<br>CQY 89 A-2 | 130 | 1 | 10 | > 9<br>> 12<br>> 15 | 100 | 80 | PE | |
| CQY 90 A | 100 | 1 | 21 | > 15 | 100 | 120 | | |

**Observations** : (1) Régime impulsionnel. - (2) Enveloppe teintée gris. - (3) TO 18 avec radiateur. - (4) Montée et descente 10 ns. - (5) Longueur d'onde 880 nm, montée et descente 150 ns. - (6) Longueur d'onde 830 nm, montée et descente 30 ns.

## SIEMENS

| Type | Limites | | Caractéristiques | | | θ | Boîtier | Observations |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $I_F$ (mA) | $I_{FM}$ (A) | $\Phi_e$ (mW) | $I_e$ (mW/sr) | $I_{Fm}$ (mA) | (°) | | |
| IRL 80 A<br>IRL 81 A | 60<br>100 | – | 1,5 | > 0,4<br>1 | 20 | 60<br>50 | PI | |
| LD 242/II<br>LD 242/III | 250 | 5 | 13<br>16 | 4...8<br>> 6,3 | 100 | 80 | MB | |
| LD 271, L<br>LD 271 H, HL | 130 | 3,5 | 12<br>16 | 15 (> 10)<br>> 16 | 100 | 50 | PE | (2) |
| LD 274 | 100 | 3 | 13 | 60 (> 30) | 100 | 20 | PE | (2) |
| SFH 400/II<br>SFH 400/III<br>SFH 401/II<br>SFH 401/III<br>SFH 402/II<br>SFH 402/III | 300 | 3 | 5,5<br>7<br>5,5<br>7<br>5,5<br>7 | 20...40<br>≧ 32<br>10...20<br>≧ 16<br>2,5...5<br>≧ 4 | 100 | 12<br>12<br>30<br>30<br>80<br>80 | MC | |
| SFH 409 | 100 | 3 | 14 | 15 (> 6) | 100 | 40 | PD | |
| SFH 415<br>SFH 416 | 100 | 3 | 22 | | 100 | 35<br>56 | PC | (2) |
| SFH 480<br>SFH 481<br>SFH 482 | 200 | 2,5 | 10 | 50 (> 25)<br>20 (> 10)<br>6 (> 3) | 100 | 12<br>40<br>60 | PE | (5) |
| SFH 483<br>SFH 483-L<br>SFH 483-M | 200 | 2,5 | 23 | 1...3,2<br>1...2<br>1,6...3,2 | 100 | 46 | MC | |
| SFH 484<br>SFH 485<br>SFH 485 P | 100 | 2,5 | 20 | 100 (> 50)<br>40 (> 16)<br>6 (> 3) | 100 | 16<br>40<br>80 | PE | (5) |
| SFH 487<br>SFH 487 P | 100 | 2,5 | 20 | 30 (> 12)<br>4 (> 2) | 100 | 40<br>135 | PD | (5) |

Les formes des boîtiers métal (M) sont indiquées dans la figure 2-18, alors que la figure 2-19 montre celles des boîtiers en matière plastique (P). La température maximale de fonctionnement et de stockage est de 80 °C environ pour les boîtiers plastique de 100 à 120 °C pour les boîtiers métal.

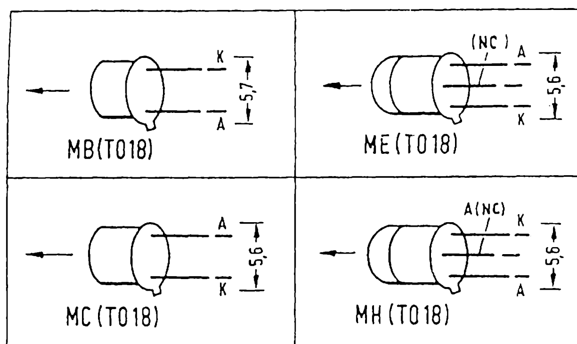



**Fig. 2-18. – Boîters métal des diodes mentionnées dans les tableaux précédents. Ces diodes supportent des températures d'au moins 100 °C. Leurs connexions sont repérées par les lettres A (Anode, électrode positive) et K (Cathode, électrode négative).**

Sauf précision contraire, colonne « observations », on peut admettre que le spectre du rayonnement se trouve centré sur 950 nm, que la chute de tension directe est $V_F$ = 1,3 V, que les courbes précédemment données sont valables pour les divers effets de température, et que les temps de commutation (temps de montée, $t_r$, et temps de descente, $t_f$) sont de l'ordre de 500 ns. La capacité de jonction des diodes mentionnées se situe approximativement entre 50 pF pour un modèle de faible puissance, sous plastique, et 600 pF, pour une diode métal.

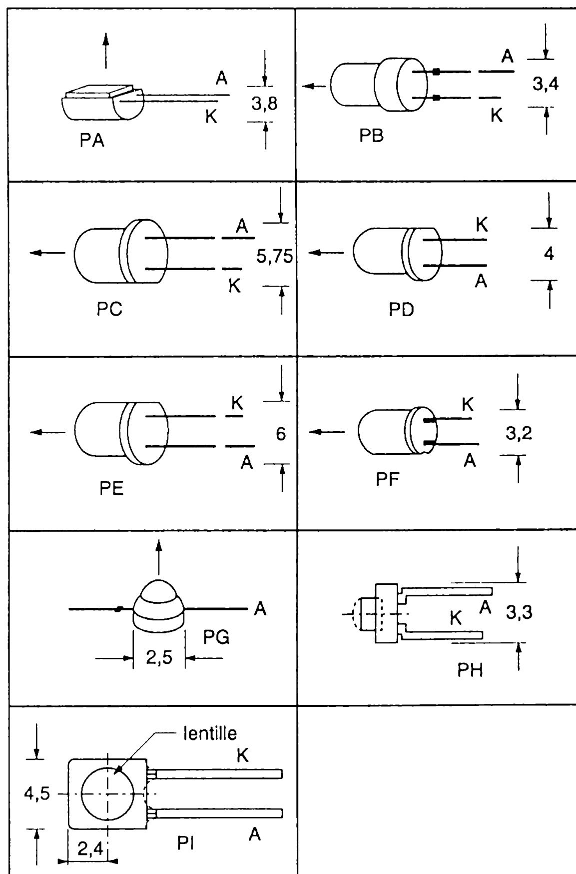



**Fig. 2-19. – Boîtiers plastique des diodes mentionnées dans les tableaux précédents. La limite de température est de l'ordre de 80 °C. La connexion A correspond à l'électrode positive.**

| Grandeurs | Définitions | Grand. énergétique | | Grand. visuelle | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | Symboles | Unités | Symboles | Unités |
| Flux | S<br>puissance totale émise par la source | $Ø_e$ | Watt<br>W | $Ø_v$ | Lumen<br>Lm |
| Intensité | S<br>puissance émise par unité d'angle solide | $I_e = \frac{Ø_e}{\Omega}$ | $Wsr^{-1}$ | $I_v = \frac{Ø_v}{\Omega}$ | cd<br>(candéla)<br>$lm\ sr^{-1}$ |
| Luminance | S E<br>E = kL<br>intensité par unité de surface apparente émissive. | $\alpha_e = \frac{I_e}{S_{app.}}$ | $Wsr^{-1}m^{-2}$ | $\alpha_v = \frac{I_v}{S_{app.}}$ | *<br>$cdm^{-2}$ |
| Éclairement | S $S_r$ P<br>puissance reçue par unité de surface | $E_e = \frac{Ø_e}{S_r}$ | $Wm^{-2}$ | $E_v = \frac{Ø_v}{S_r}$ | $lm/m^2$=Lux |

* On peut aussi exprimer la luminance visuelle en Foot-Lambert pour une source lambertienne ; dans ces conditions l'équivalence est la suivante : 1 FL = 3,42 $cdm^{-2}$.

(Extrait d'une documentation Philips)

CHAPITRE III

# LES RÉCEPTEURS DE RAYONNEMENT INFRAROUGE

Les applications électroniques les plus courantes des infrarouges font appel à des photorécepteurs qui procèdent, en fonction du rayonnement reçu, à un « dosage » de l'intensité électrique qui les parcourt. Il s'agit là, essentiellement, de la photorésistance, de la photodiode et du phototransistor.

Il existe aussi des dispositifs photosensibles qui transforment le rayonnement optique directement en énergie électrique. Les plus anciens de ces éléments, et de ce fait probablement les plus connus, sont les photopiles ou cellules solaires. La production d'électricité étant leur utilité essentielle, elles n'ont guère d'intérêt pour les applications qui sont décrites dans ces pages.

Les capteurs pyroélectriques convertissent également un rayonnement en courant électrique. Ce courant est certes infime, mais le rayonnement peut être celui d'un corps humain dont la température ne diffère que de quelques degrés de la température ambiante. Les caractéristiques de ces capteurs sont traitées à la fin de ce chapitre, et les plus courantes de leurs applications seront étudiées dans le chapitre VI.

# LA PHOTORÉSISTANCE

Comme son nom le laisse deviner, la photorésistance est un dispositif dont la résistance électrique diminue quand son éclairement augmente. La figure 3-1 illustre un principe d'utilisation, où la photorésistance PR sert à « doser » l'intensité de base $I_B$ avec laquelle on commande un transistor. Si ce transistor est caractérisé par un « gain en courant » de 100, par exemple, il prélèvera de la source $V_{CC}$ un courant de collecteur $I_C$ qui est 100 fois plus élevée que le courant de base $I_B$. Si l'éclairement a rendu la résistance de PR suffisamment basse, ce courant $I_C$ pourra correspondre à l'intensité qui fait actionner un relais. D'une façon semblable, on peut utiliser une photorésistance pour déclencher, directement ou après amplification, un thyristor, un triac, etc.

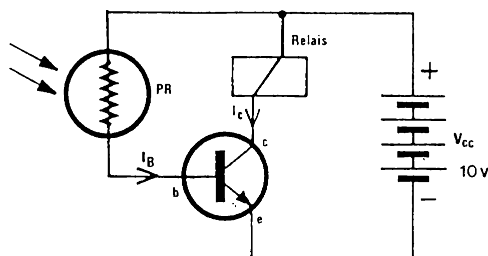



**Fig. 3-1. — Le courant conduit par une photorésistance peut actionner un relais après amplification par un transistor.**

On trouve couramment dans le commerce des photorésistances au sulfure de cadmium (CdS) et au séléniure de cadmium (CdSe), ainsi qu'une variété de « croisement », le sulfoséléniure de cadmium. La figure 3-2 montre leurs courbes de sensibilité spectrale. Il s'agit, dans l'ordre croissant de la longueur d'onde, des types RPY 64, RPY 63 et RPY 60 (Siemens), mais l'allure des courbes est également valable pour d'autres types de même composition chimique. On voit que la sensibilité relative

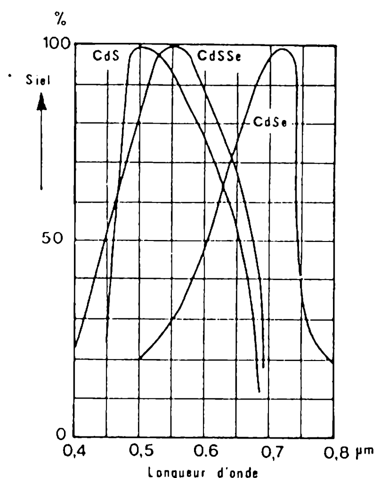



**Fig. 3-2. — Courbes de sensibilité relative de trois photorésistances de composition différente.**

de ces photorésistances est assez faible dans le domaine des infrarouges. Celles au CdSe semblent les plus aptes, mais comme leur sensibilité intrinsèque est plus faible que celle des autres, la différence n'est pas très grande.

Quand on modifie brusquement l'éclairement d'une photorésistance, sa valeur ohmique ne change pas immédiatement, mais avec un retard qui est de quelques millisecondes pour un éclairement intense, et qui peut dépasser 1 s lors d'un éclairement très faible. Dans le domaine de l'infrarouge, les photorésistances permettent certes, ainsi qu'on le verra plus loin, des expériences intéressantes, mais leur utilisation reste restreinte à des applications très banales.

Elles présentent, néanmoins, une très bonne sensibilité aux variations d'éclairement. A titre d'exemple, la figure 3-3 montre les variations que subit la valeur ohmique d'une RPY 60 (CdSe), en fonction de l'éclairement. Cet éclairement est exprimé en lux (lx). On verra, plus loin, comment on peut comparer cette unité photométrique aux notions de rayonnement qui sont courantes en matière d'infrarouges. Les deux courbes de la figure 3-3 délimitent la plage de la tolérance de fabrication.

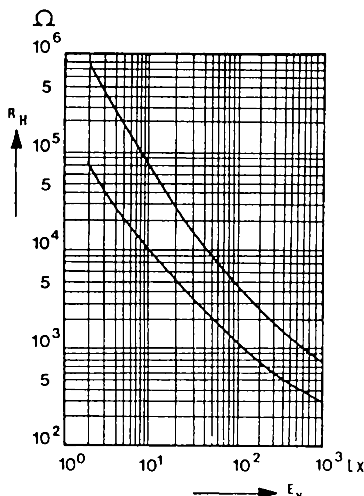



**Fig. 3-3. — Graphique donnant, entre deux courbes de tolérance maximale, la valeur ohmique d'une photorésistance en fonction de son éclairement.**

Parmi les photorésistances courantes (et avantageuses du fait de leur prix) il convient également de citer les types LDR 05 et LDR 07 (ils ne diffèrent que par leur boîtier) de RTC. Leur résistance, de plus de 10 MΩ à l'obscurité, tombe à 8 kΩ environ pour un éclairement de 50 lx.

Il existe également des photorésistances « pour infrarouges », au sulfure de plomb, et dont la réponse spectrale se situe entre 0,3 et 3,5 µm. Ces éléments conviendraient aux diodes émettrices d'infarouge dont le maximum spectral se situe vers 0,95 µm. Malheureusement, elles sont encore à un prix si élevé qu'on ne les trouve guère dans le commerce, ce qui implique d'ailleurs qu'on doive les fabriquer dans des séries suffisamment petites pour que le prix doive rester élevé. Et cet état de choses ne risque guère de changer, puisqu'on dispose, pour l'infrarouge, des photodiodes et des phototransistors, composants à la fois performants et d'un prix raisonnable.

## LA PHOTODIODE

Toute diode au silicium est déjà, intrinsèquement une photodiode. Dans le cas de certaines diodes en boîtiers verre, il est possible de gratter la peinture noire qui les protège normalement contre la lumière, et on obtient alors une photodiode qu'on peut parfaitement expérimenter dans un montage comme celui de la figure 3-4.

On remarque, dans ce schéma, que la photodiode de PD est utilisée sous *polarisation inverse,* le positif de l'alimentation étant appliqué à la cathode K. A l'obscurité, la diode conduit alors un courant très faible, de l'ordre du nanoampère. Mais ce courant peut dépaser 1 mA, si on soumet la diode à un éclairement intense.

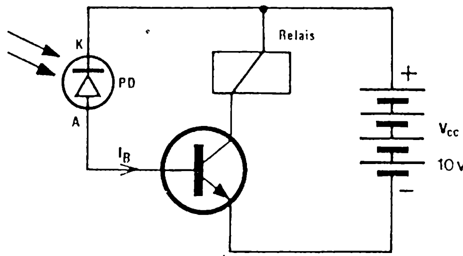



**Fig. 3-4. — Principe d'utilisation d'une photodiode. Le symbole ne se distingue, de celui d'une LED, que par le sens des flèches.**

La figure 3-5 montre qu'on peut distinguer, à l'intérieur d'une photodiode (comme dans une diode de redressement ou dans une LED), une zone P et une zone N. Sous polarisation inverse, une zone non conductrice, dite de « charge d'espace » apparaît entre les zones N et P. Ces dernières se trouvent ainsi isolées l'une de l'autre. En pénétrant dans le semi-conducteur, la lumière crée des charges positives et négatives. Comme la diode se trouve sous polarisation inverse (anode négative) et comme les charges de signe contraire s'attirent, c'est bien la charge + qui va vers l'anode et inversement.

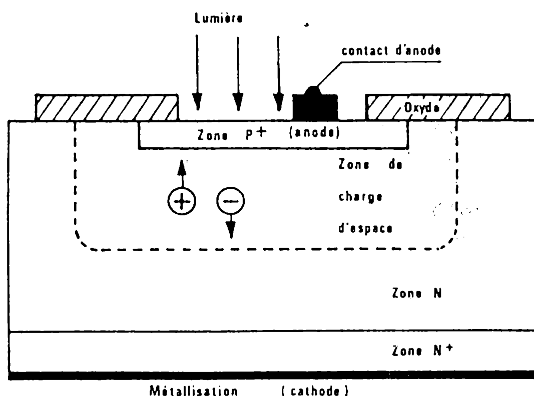



**Fig. 3-5. — Dans la photodiode, la lumière incidente libère des porteurs de charge dans une zone de charge d'espace qui se forme sous influence de la tension appliquée.**

Bien entendu, la lumière crée aussi ces charges, quand la diode ne se trouve pas polarisée. Il apparaît alors une tension électrique aux bornes de la diode, et on a obtenu une photopile. Les cellules solaires ne sont d'ailleurs rien d'autre que des diodes au silicium, de très grande surface.

Sous fonctionnement inverse, comme dans la figure 3-4, le courant photoélectrique est strictement proportionnel à l'intensité d'éclairement. Cela permet d'utiliser les photodiodes pour des mesures de luminosité, ainsi que pour des applications à la transmission de signaux, notamment sonores, quand une grande linéarité est exigée.

La technologie de fabrication n'a que peu d'influence sur le spectre de réception dont le maximum se situe toujours entre 0,8 et 0,9 $\mu$m. Ce domaine de longueurs d'onde correspond ainsi particulièrement bien à celui des LED à infrarouges et dont le maximum est généralement voisin de 0,95 $\mu$m. Cette concordance serait beaucoup moins bonne si on utilisait des photodiodes au germanium, puisque leur maximum de sensibilité correspond à une longueur d'onde de 1,5 $\mu$m environ.

## LE PHOTOTRANSISTOR

Dans la figure 3-4, on peut remarquer que PD n'est pas la seule diode qui fonctionne en polarisation inverse. En effet, le transistor du montage contient aussi deux diodes dont une, celle de collecteur-base, est bien utilisée sous polarisation inverse. Ainsi, on obtient un photorécepteur très sensible, si on éclaire le cristal semi-conducteur d'un transistor. Un schéma d'utilisation est donné dans la figure 3-6, et ce schéma montre que le phototransistor (PT) n'a pas, en principe, besoin de connexion de base.

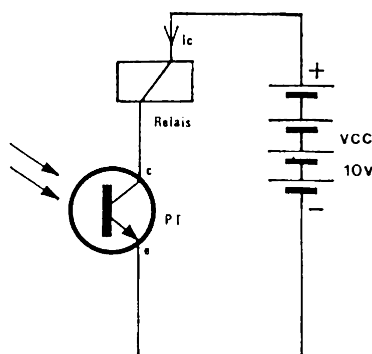



**Fig. 3-6. — Avec un éclairement suffisant, un phototransistor peut actionner directement un relais.**

Le dessin de figure 3-7 illustre, de façon simplifiée, la technologie d'un phototransistor planar, NPN au silicium. Libérant des charges électriques dans la zone P de base, la lumière incidente crée un courant de base qui subit ensuite l'effet de « gain de courant » que possède tout transistor. D'ailleurs, tout transistor est, en principe, photosensible, et c'est pour cette raison qu'on enrobe les transistors ainsi que les circuits intégrés dans une matière opaque, à moins qu'on utilise un boîtier métallique. Dans ce dernier cas, il suffit de découper la face plane du boîtier, pour

transformer tout transistor de faible puissance en un phototransistor de fortune. Toutefois, la suppression de l'encapsulage risque de diminuer la durée de vie du transistor. De plus, le « vrai » phototransistor est conçu pour recevoir la lumière de façon optimale, et souvent il possède une lentille qui concentre la lumière incidente.

Dans la figure 3-6, la « photodiode » proprement dite se trouve entre collecteur et base, alors qu'elle est connectée, dans la figure 3-4, entre le positif de l'alimentation et la base. Du point de vue sensibilité à la lumière, cette différence n'a pas grande importance. Mais elle intervient dans la réponse en fréquence, car une photodiode représente une capacité non négligeable. Et si elle se trouve connectée, comme dans la figure 3-6, dans la « boucle de contre-réaction » (entre base et collecteur), son effet se trouve multiplié par le gain en courant du transistor. AInsi, l'utilisation d'un phototransistor n'est rationnelle que si on travaille à une fréquence (de modulation du rayon incident) ne dépassant pas la centaine de kilohertz.

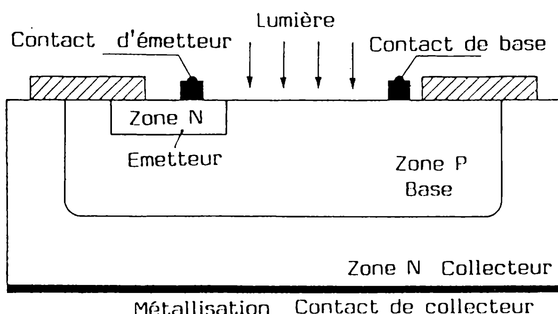



**Fig. 3-7. — Le phototransistor amplifie l'intensité électronique que la lumière incidente détermine dans sa jonction base-collecteur.**

En revanche, la photodiode est encore utilisable à plusieurs mégahertz, si on fait appel au montage de la figure 3-4 — sauf le relais, bien entendu, car à ces fréquences on utilisera une résistance dans le circuit de collecteur, ou un circuit accordé sur une fréquence précise.

Il existe des phototransistors qui ne comportent que des connexions de collecteur et d'émetteur. Dans d'autres cas, la base est également accessi-

ble par un troisième fil. En fait, il est très rare qu'on connecte effectivement ce fil de base, car il ne peut guère en résulter qu'une diminution de la sensibilité. Eventuellement, on peut utiliser la connexion de base dans un circuit de régulation, conçu de façon que le phototransistor réponde à peu près de la même façon à des intensités lumineuses assez différentes. De plus, on peut interrompre le fonctionnement d'un phototransistor en imposant à sa base une intensité suffisamment forte pour en amener la saturation. En ne connectant que base et collecteur, on peut aussi utiliser un phototransistor en photodiode, ce qui améliore, comme on l'a vu, la réponse en fréquence.

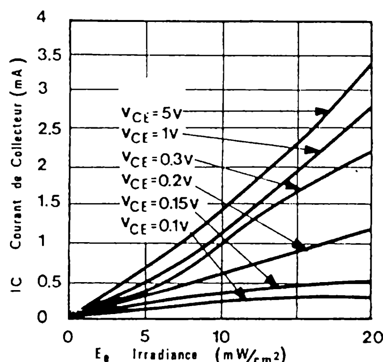



**Fig. 3-8. — Dans un phototransistor, la conversion « lumière-courant » ne s'opère pas nécessairement d'une façon linéaire.**

On arrive à fabriquer des phototransistors qui présentent des gains en courant relativement élevés. Ainsi, *Siemens* indique, pour certains de ses types, des gains en courants qui sont compris entre 200 et 800.

Il s'agit là de valeurs moyennes, car le gain en courant varie non seulement d'un échantillon à l'autre, mais aussi avec l'intensité et la tension de collecteur. Comme cela se répercute sur la sensibilité à la lumière, la caractéristique photoélectrique d'un phototransistor est nettement moins linéaire que celle d'une photodiode. A titre d'exemple, la figure 3-8 montre un graphique (Texas Instruments) qui donne, pour différentes valeurs de la tension de collecteur $V_{CE}$, l'intensité de collecteur en fonction du rayonnement reçu. Pour ce « rayonnement reçu », on utilise ici la notion de l'ir-

radiance, déjà mentionnée dans le chapitre précédent, et sur laquelle d'autres précisions seront données par la suite.

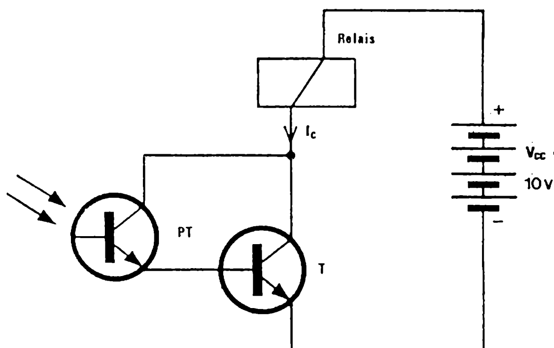



**Fig. 3-9. — Le photodarlington réunit, sous un même boîtier, le phototransistor PT et l'élément amplificateur T.**

Due aux variations du gain en courant, la non-linéarité du transfert photoélectrique sera encore plus accusée dans le cas du « photodarlington ». Ce composant réunit, sous un seul boîtier, les deux transistors de la figure 3-9, où le phototransistor PT est utilisé pour commander la base du transistor T. Pour les raisons citées plus haut, la réponse en fréquence du photodarlington est encore plus mauvaise que celle du phototransistor, si bien qu'on ne l'utilise plus à des fréquences supérieures à 10 kHz. Cependant, le photodarlington est un capteur très sensible et simple à employer, ce qui peut être avantageux dans les installations de comptage d'objets, de sécurité industrielle, etc.

## LES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES PHOTOSEMICONDUCTEURS

La grandeur limite la plus importante, pour tout photosemiconducteur, c'est la tension maximale qu'il peut supporter en fonctionnement normal. Cette tension est de l'ordre de 100 V pour les photorésistances de type

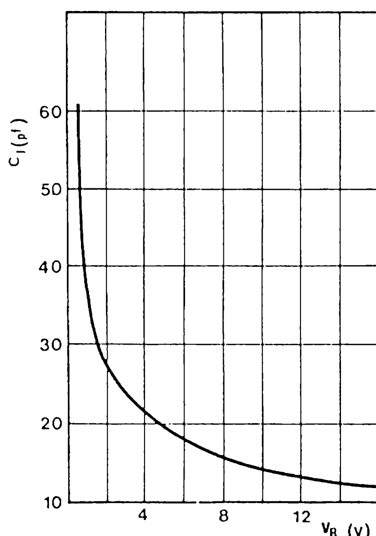



**Fig. 3-10. — La capacité d'une photodiode dépend fortement de la tension inverse qu'on lui applique.**

courant, mais il en existe qui supportent jusqu'à 350 V, ce qui autorise un fonctionnement avec alimentation par 220 V alternatifs.

Quant aux photodiodes, la tension (inverse) qu'elles peuvent supporter se limite le plus souvent à 30 V, bien qu'il existe des types conçus pour 100 et même pour 200 V. L'utilisation de tensions aussi élevées permet de connecter une forte résistance en série avec une photodiode, et si l'intensité dans cette diode varie sous l'influence de la lumière, on obtient une variation de tension relativement forte aux bornes de cette résistance série. En pratique, l'utilisation de tensions élevées d'alimentation est cependant peu commode, si bien qu'on préfère procéder à une amplification supplémentaire.

Si on travaille avec un rayonnement modulé à une fréquence élevée, il est avantageux de disposer au moins d'une dizaine de volts aux bornes d'une photodiode, car la capacité d'une telle diode augmente fortement aux tensions faibles. A titre d'exemple, la courbe de la figure 3-10 montre la re-

lation entre la capacité de jonction, $C_j$, et la tension inverse, $V_R$, pour la photodiode BPW 41 (Telefunken-electronic). Cet effet de capacité se manifeste évidemment aussi dans la jonction base-collecteur d'un phototransistor, et qu'il faut donc aussi ne pas l'utiliser avec des tensions de fonctionnement trop basses, si on doit travailler avec une fréquence de modulation supérieure à 10 kHz.

Un semi-conducteur peut être détruit non seulement par une tension excessive, mais aussi par des valeurs trop élevées de l'intensité ou de la puissance dissipée. Ces notions peuvent être importantes dans le cas des photorésistances qu'on alimente sous des tensions élevées. Leur limite de dissipation se situe, en effet, à quelques centaines de milliwatts, pour les types courants.

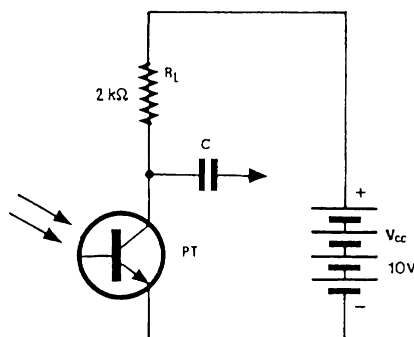



**Fig. 3-11. — Les phototransistors sont toujours utilisés avec des résistances $R_L$ de valeur telle que toute surcharge accidentelle reste exclue.**

Dans le cas des photodiodes et des phototransistors, on peut toujours choisir la résistance de charge de façon à exclure toute possibilité de surcharge. Dans l'exemple de la figure 3-11, on utilise une résistance de charge $R_L = 2\ k\Omega$. Si le courant photoélectrique moyen (courant de collecteur) est de 1 mA, cela déterminera une chute de tension de 2 V aux bornes de $R_L$. Quand $P_T$ reçoit un rayonnement modulé, cette tension subit des variations qu'on transmet, par le condensateur C, à filtre électrique ou à un étage d'amplification. En cas d'éclairement accidentel très intense, $P_T$ se comporte comme un court-circuit, et son intensité de collecteur ne peut

alors dépasser $V_{CC}/R_L = 5$ mA, ce qui reste absolument inoffensif. De même, on peut montrer que la puissance dissipée dans le transistor reste toujours inférieure à 13 mW, avec les données de la figure 3-11. En pratique, on n'a donc pas à s'occuper des limites d'intensité et de puissance que le fabricant impose, car on n'a jamais besoin de travailler avec des valeurs de $R_L$ particulièrement faibles, ni avec une tension $V_{CC}$ particulièrement élevée.

## CALCUL DU RAYONNEMENT REÇU

Dans le chapitre précédent, on a vu qu'une diode à infrarouges, moyennement directive, produit une intensité de rayonnement de l'ordre de 10mW/m$^2$. Compte tenu de la définition de l'angle solide, cela signifie qu'on reçoit, à une distance de 1 m de la source, une intensité d'irradiation (ou irradiance) $E_e = 10$ mW/m$^2$. Puisqu'il y a 10 000 cm$^2$ dans 1 m$^2$, on peut également exprimer cette même intensité par $E_e = 1\ \mu$W/cm$^2$. Comme l'intensité reçue est inversement proportionnelle au carré de la distance, on trouve 250 nW/cm$^2$ à une distance de 2 m, 111 nW/cm$^2$ à 3 m, 10 nW/cm$^2$ à 10 m, etc.

Or, la surface sensible, d'une photodiode ou d'un phototransistor n'est souvent que de l'ordre de 1 mm$^2$. Comme on reçoit sur 1 mm$^2$ 100 fois moins que sur 1 cm$^2$, ce n'est plus qu'une puissance de rayonnement de 0,1 nW qu'on reçoit, avec un tel capteur, à 10 m de la source, et encore à condition de se placer bien dans l'axe de rayonnement.

On peut améliorer la sensibilité du capteur en le munissant d'une lentille. Si la surface de cette lentille est de 1 cm$^2$, et si elle est capable de concentrer le rayonnement qu'elle reçoit sur la surface sensible du capteur (1 mm$^2$), on obtient une amélioration dans un rapport de 100 pour la puissance. On peut encore dire que cette lentille permet d'obtenir la même puissance que précédemment, à une distance dix fois plus grande.

Cependant, toutes ces considérations sur les rayonnements émis et reçus ne sont valables que si la sensibilité spectrale du capteur est telle qu'il puisse effectivement profiter de tout le spectre qui est émis par la source. La figure 3-12 montre que cette coïncidence spectrale se vérifie assez bien pour le phototransistor (ou photodiode) PT, et pour la LED à l'arséniure de gallium, GaAs. En effet, cette LED n'émet que sur des longueurs d'onde où la sensibilité du capteur est maximale, à 10 % près.

Si on mesure la sensibilité de PT non plus avec une diode à infrarouges, mais avec une ampoule à incandescence (Al, fig. 3-12), on constate qu'une grande partie du rayonnement ainsi produit correspond à des longueurs d'onde pour lesquelles la sensibilité du capteur est très réduite. Ainsi, pour déterminer un même effet sur PT, Al doit rayonner une puissance deux à trois fois plus grande que GaAs.

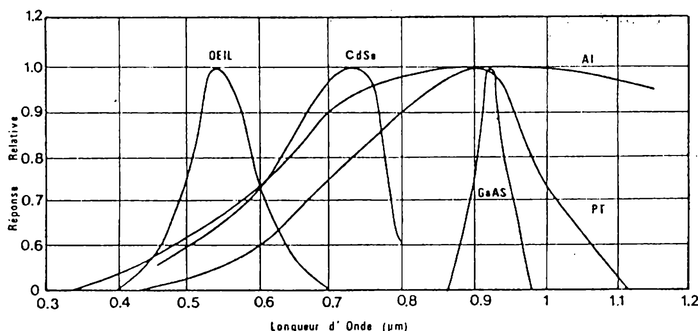



**Fig. 3-12. — Du fait de sa réponse spectrale, le phototransistor utilise l'énergie rayonnée par une diode GaAs deux à trois fois mieux que celle produite par une ampoule à incandescence (A1). Par contre, la photorésistance (CdSe) se trouve mieux adaptée à l'ampoule.**

Normalement, l'éclairement produit par une lampe à incandescence s'exprime en lux (lx). Mais cet éclairement n'est rien d'autre qu'une puissance qui frappe une certaine surface, et on peut donc tout aussi bien l'exprimer en mW/cm$^2$. Dans le cas d'une lampe dont le filament se trouve porté à une température de 2856 °K, un éclairement de 1000 lx est ainsi strictement équivalent à une puissance d'irradiation de 4,75 mW/cm$^2$. Si on expose un phototransistor d'abord à cette irradiance, puis à une irradiance également de 4,75 mW/cm$^2$, mais provenant d'une diode à infrarouges, l'intensité de collecteur sera, dans le second cas, deux à trois fois plus grande que dans le premier, puisque les spectres sont différents.

Pour beaucoup de photodiodes et de phototransistors, parfaitement utilisables dans l'infrarouge, les fabricants ne spécifient qu'une sensibilité en lux. Les indications qui viennent d'être données permettent alors une

conversion approximative. Si par exemple, le fabricant précise que tel phototransistor conduit une intensité de collecteur de 1 mA sous un éclairement de 1000 lx (mesure faite avec une lampe à incandescence), on peut dire qu'il conduira cette même intensité, lors d'une irradiation par diode GaAs, pour une irradiance comprise, en gros, entre 1,5 et 2,5 mW/cm$^2$.

## SENSIBILITÉ AU RAYONNEMENT

Comme on le constatera dans les tableaux des pages suivantes, les fabricants de photosemiconducteurs procèdent assez différemment pour préciser la sensibilité de leurs produits.

La manière la plus rigoureuse, du point de vue scientifique, consiste à indiquer un rapport entre le courant électrique dans une photodiode, et la puissance d'éclairement qui détermine ce courant. Dans le paragraphe précédent, on a vu comment on peut déterminer cette puissance, en fonction de la surface sensible du capteur. Si elle est, par exemple, de 1 $\mu$W, la photodiode conduira une intensité de 0,5 $\mu$A, si sa sensibilité est de 0,5 $\mu$A/$\mu$W = 0,5 A/W. L'utilisation d'une telle indication, en A/W, implique donc un calcul basé sur la surface sensible de la diode. De plus, il convient de tenir compte du type du rayonnement qui a été utilisé pour la mesure, et d'effectuer au besoin une conversion, suivant les modalités indiquées plus haut.

On peut se passer de la notion de surface sensible en indiquant la sensibilité en fonction non plus d'une puissance de rayonnement, mais d'une irradiance. Ainsi, on peut préciser l'intensité de collecteur d'un phototransistor qu'on irradie avec une intensité de 5 mW/cm$^2$, par exemple. Mais là encore, il convient de faire une distinction quant à la nature du rayonnement, comme cela a été précisé dans le paragraphe précédent.

Il est également possible d'indiquer le courant de collecteur qu'un transistor conduit en fonction d'un éclairement, de 1000 lx, par exemple. Mais on peut tout aussi bien procéder à une indication différentielle, en $\mu$A/lx, et qui précise, de combien de $\mu$A le courant de collecteur d'un phototransistor se modifie, quand son éclairement est modifié de 1 lx, en passant de 1000 à 1001 lx, par exemple. Dans les deux cas, il convient d'effectuer la conversion indiquée plus haut, si on prévoit une utilisation en rayonnement infrarouge.

# TYPES COURANTS DE PHOTODIODES ET DE PHOTOTRANSISTORS

Les tableaux qui suivent indiquent les caractéristiques essentielles de quelques photodiodes et phototransistors d'utilisation courante.

La première colonne indique qu'il s'agit d'une photodiode (DI), d'un phototransistor (TR) ou d'un photodarlington (DA).

La colonne « $V_{CEO}$ » précise la tension maximale collecteur-émetteur dans le cas d'un transistor, ou la tension maximale inverse dans le cas d'une diode.

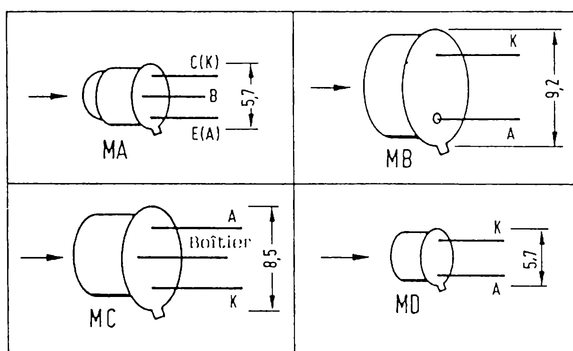



**Fig. 3-13. — Boîtiers métal pour photodiodes et phototransistors.**

Conformément aux indications des deux paragraphes précédents, la sensibilité peut être spécifiée soit dans le cas d'un éclairement par ampoule incandescente (colonne « Lumière visible »), soit dans le cas d'une irradiation par diode GaAs (colonne « Infrarouges » ou « IR »).

La connaissance de la surface sensible n'est importante que dans le cas d'une indication de sensibilité en A/W. Quant à l'angle $\theta$, les remarques faites à propos des LED restent valables. Souvent, cet angle n'est pas indi-

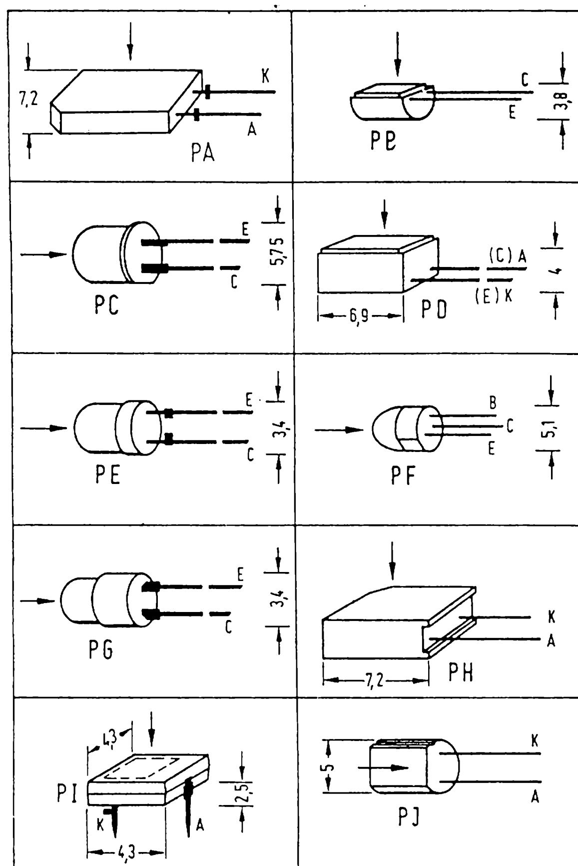



**Fig. 3-14. — Boîtiers plastiques pour photodiodes et phototransistors.**

qué pour les types sans lentille (verre plan) et qu'on utilise fréquemment avec des lentilles externes.

La configuration des boîtiers est représentée dans les figures 3-1 et 3-14.

## TEMIC

| Technologie | Type | $V_{CEO}$ max. (V) | Sensibilité<br>Lum. visible $\mu$ A/lx (à 1000 lx) | Sensibilité<br>IR $I_D$ en mA à 1 mW/cm² | Surface sensible (mm²) | $\theta$ (°) | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| DI | BP 104 | 32 | 0,075 | 0,045 | 7,5 | 120 | PI |
| DI | BPV 10 F (1) | 60 | | 0,5 A/V | | 30 | PC |
| TR | BPV 11 F (1) | 70 | | 9 (> 3) | | 30 | PF |
| DI | BPV 22 NF (1)<br>BPV 23 NF (1) | 60 | | 0,085<br>0,065 | | 120 | PD |
| TR<br>TR<br>TR | BPW 13 A<br>BPW 13 B<br>BPW 13 C | 32 | 0,3<br>0,45<br>1 | 0,1<br>0,15<br>0,3 | | 80 | MA |
| TR<br>TR<br>TR | BPW 14 A<br>BPW 14 B<br>BPW 14 C | 32 | 3<br>4,5<br>10 | 1<br>1,5<br>3 | | 25 | MA |
| TR<br>TR | BPW 16 N<br>BPW 17 N | 32 | 0,4<br>3 | 0,14<br>1 | | 80<br>25 | PG |
| DI | BPW 20 | 10 | 0,033 | | 7,5 | 100 | MB |
| DI | BPW 24 | 50 | 0,075 | 0,042 | 0,64 | 40 | MD |
| DI | BPW 34 | 32 | 0,05 | 0,05 | 7,5 | 120 | PI |
| TR<br>TR<br>TR | BPW 39 A<br>BPW 39 B<br>BPW 40 | 32 | 1<br>2<br>6 | 0,3<br>0,6<br>2 | | 130<br>130<br>40 | PB<br>PB<br>PC |
| DI | BPW 41 (1) | 32 | | 40 $\mu$A | 7,5 | 130 | PD |
| TR | BPW 42 | 32 | 3 | 1 | | 80 | PE |
| DI | BPW 43 | 32 | 0,015 | 0,008 | 0,25 | 50 | PC |
| DI | BPW 46 | 32 | 0,085 | 0,05 (> 0,03) | 7,5 | 130 | PJ |
| TR | BPW 47 | 70 | 1 | 0,32...1,6 | | 80 | MA |

## TEMIC

| Technologie | Type | $V_{CEO}$ max. (V) | Sensibilité Lum. visible µ A/lx (à 1000 lx) | Sensibilité IR $I_D$ en mA à 1 mW/cm² | Surface sensible (mm²) | θ (°) | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| DI | BPW 75 (1) | 32 | | 0,048 | 7,5 | 130 | PA |
| TR | PBW 76 | 70 | > 1 | > 0,6 | | 80 | MD |
| TR | BPW 77 | 70 | > 15 | > 7,5 | | 15 | MA |
| TR | BPW 78 A | 32 | 6 | 2 | | 50 | PD |
| TR | BPW 78 B | | 12 | 4 | | | |
| DI | BPW 82 (1) | | | | | | PH |
| DI | BPW 83 (1) | 32 | | 0,045 | 7,5 | 130 | PJ |
| DI | BPW 84 (1) | | | | | | PA |
| TR | BPW 85 A | | | > 0,8 | | | |
| TR | BPW 85 B | 70 | 6 | > 1,5 | | 50 | PE |
| TR | BPW 85 C | | | > 3 | | | |
| TR | BPW 96 A | | | > 1,5 | | | |
| TR | BPW 96 B | 70 | | > 2,5 | | 40 | PC |
| TR | BPW 96 C | | | > 4,5 | | | |
| TR | BPX 38 | 70 | | > 1 | | 80 | MA |
| | BPX 43 | | | > 1,6 | | 30 | |
| DA | BPX 99 | 32 | 30 mA/100 lx ou 0,3 mW/cm² | | | 25 | MA |
| DI | S 153 P | 50 | 0,085 | 0,05 | 7,5 | 100 | MB |
| TR | S 252 P | | | > 1,5 | | | |
| TR | S 253 P | 45 | | > 0,75 | | 25 | MA |
| TR | S 254 P | | | > 3 | | | |
| TR | S 289 P (1) | 40 | | > 12 | | 60 | PE |
| TR | TEFT 4300 (1) | 70 | | 3,2 (> 0,8) | | 60 | PE |

(1) Avec filtre IR

## SIEMENS

| Technologie | Type | $V_{CEO}$ max. (V) | Sensibilité Lum. visible $\mu$ A/lx (à 1000 lx) | Sensibilité IR $I_D$ en mA à 1 mW/cm² | Surface sensible (mm²) | $\theta$ (°) | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| TR<br>TR<br>TR | BP 103/II<br>BP 103/III<br>BP 103/IV | 50 | 0,25...0,5<br>0,4...0,8<br>0,63 | 125...250<br>200, 400<br>320...640 | 0,12 | 110 | MA |
| TR | BP 103 B/II...IV | 35 | (1) | (1) | 0,12 | 50 | PC |
| DI | BP 104 (2) | 20 | | 0,7 A/W | 5 | 120 | PI |
| DI<br>DI | BPW 34<br>BPW 34 F (2) | 32 | 0,08 | 0,62 A/W<br>50 | 7,3 | 120 | PI |
| TR<br>TR | BPW 38/II...IV<br>BPX 43/II...IV | 50 | (3)<br>(1) | (3)<br>(1) | 0,68 | 80 | MA |
| DI<br>DI | BPX 60<br>BPX 61 | 32 | 0,07<br>0,07 | 0,5 A/W<br>0,62 A/W | 7,3 | 110 | MB |
| DI | BPX 65 (4) | 50 | 0,01 | 0,55 A/W | 1 | 80 | MD |
| DI<br>DI | BPX 90<br>BPX 90 K (2) | 32 | 0,045 | 0,5 A/W<br>26 | 5 | 120 | PI |
| TR | BPY 62/II...IV | 32 | (5) | (5) | 0,12 | 16 | MA |
| TR | LPT 80 A | 30 | | 0,4 | | 80 | PD |
| DI<br>DI | SFH 205, 206 (2)<br>SFH 206 K | 20 | <br>0,08 | 50 | 7,3 | 140 | PJ |

## SIEMENS

| Technologie | Type | $V_{CEO}$ max. (V) | Sensibilité<br>Lum. visible $\mu$ A/lx (à 1000 lx) | Sensibilité<br>IR $I_D$ en mA à 1 mW/cm$^2$ | Surface sensible (mm$^2$) | $\theta$ (°) | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| DI<br>DI | SFH 217<br>SFH 217 F (2) | 30 | 0,01 | <br>6 | 1 | 120 | PC |
| DI | SFH 219 | 7 | 0,07 | 0,5 A/V | 1 | 120 | MD |
| DI | SFH 225 (2) | 20 | | 0,034 | 4,8 | 120 | PH |
| DI | SFH 229<br>SFH 229 F (2) | 20 | 0,028 | <br>0,02 | 0,3 | 34 | PE |
| DI<br>DI | SFH 230 (2)<br>SFH F 230 (2) | 20 | | 52<br>48 | 7,3 | 120 | PA |
| <br><br>TR<br><br> | SFH 302-2<br>SFH 302-3<br>SFH 302-4<br>SFH 302-5<br>SFH 302-6 | 50 | 1,75<br>2,8<br>4,5<br>7,1<br>9,5 | 0,8...1,6<br>0,12...2,5<br>2...4<br>3,2...6,4<br>> 2,5 | 0,68 | 80 | MA |
| TR<br>TR | SFH 303<br>SFH 303 F (2) | 50 | 13 (> 4)<br> | <br>4 (> 1,6) mA | 0,3 | 40 | PC |
| TR<br>TR | SFH 309<br>SFH 309 F (2) | 35 | 5 (> 1,6)<br>1,3 (> 0,4) | 4 (> 1) mA | 0,05 | 32 | PE |
| TR<br>TR | SFH 317<br>SFH 317 F (2) | 50 | 1,8 (> 0,5)<br> | <br>200 (> 100) | 0,3 | 120 | PF |

(1) Valeurs de BP 103, multipliées par 10
(2) Avec filtre éliminant la lumière du jour
(3) Valeurs de BP 103, multipliées par 2,5
(4) Durée de réponse 30 ns
(5) Valeurs de BP 103, multipliées par 7,8

## PHILIPS

| Technologie | Type | $V_{CEO}$ max. (V) | Sensibilité | | Surface sensible ($mm^2$) | $\theta$ (°) | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | Lum. visible $I_C$ ou $I_D$ (mA) à 1000 lx = 4,75 mW/$cm^2$ | IR $I_D$ ou $I_C$ (mA) à 1 mW/$cm^2$ | | | |
| TR | BPV 23 | 50 | | 6 (> 2) | | 20 | PD |
| TR | BPW 22 A-I | 50 | | 1,5...8 | | 20 | PG |
| TR | BPW 22 A-II | 50 | | 5...25 | | 20 | PG |
| DI | BPW 50 | 32 | | 0,045 | 5 | 120 | PD |
| TR<br>TR | BPX 25<br>BPX 29 | 32 | 13 (> 5)<br>0,8 (> 0,25) | | | 15<br>65 | MA |
| DI<br>DI | BPX 61<br>BPX 61 P | 35<br>70 | 0,07 | 0,035<br>0,07 | 6,75 | 110 | MB |
| TR<br>TR | BPX 72 D<br>BPX 72 E | 30 | 0,85...2<br>1,4...3 | | 0,1 | 120 | MA |
| TR<br>TR | BPX 95 C-I<br>BPX 95 C-II | 30 | | 3...15<br>> 10 | 1 | 35 | PC |

## TRW

| Technologie | Type | VR ou $V_{CEO}$ max. (V) | Intensité de courant $I_D$ ou $I_c$ (mA) | à intensité de rayonnement ($mW/cm^2$) | $\theta$ (°) | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|
| TR | OP 500 | | > 4 | 20 | 18 | |
| TR | OP 500 SLD | | 10...24 | 20 | 18 | |
| TR | OP 500 SLC | | 17...35 | 20 | 18 | |
| TR | OP 500 SLB | 30 | 25...50 | 20 | 18 | PG |
| TR | OP 500 SLA | | > 40 | 20 | 18 | |
| TR | OP 500 SR | | > 0,08 | 0,13 | 18 | |
| TR | OP 500 W | | > 0,5 | 20 | 90 | |
| TR | OP 501... | | Ident. à OP 500..., sauf connexions repliées | | | |
| TR | OP 508 F | 30 | > 0,5 | 20 | 120 | PD |
| DA | OP 530 | 15 | > 5 | 0,5 | 18 | PG |
| DA | OP 538 F | | > 1 | 1 | 120 | PD |
| TR | OP 593 | 30 | > 1 | 1,5 | 120 | PG |
| TR | OP 598 | | > 2,5 | | 40 | PG |
| TR | OP 800 | | > 0,5 | | 25 | |
| TR | OP 800 W | | > 0,3 | | 80 | |
| TR | OP 801 | | 0,5...3 | | 25 | |
| TR | OP 801 W | | 0,5...3 | | 80 | |
| TR | OP 802 | 30 | 2...5 | 5 | 25 | MA |
| TR | OP 802 W | | > 2,5 | | 80 | |
| TR | OP 803 | | 4...8 | | 25 | |
| TR | OP 804 | | 7...22 | | 25 | |
| TR | OP 805 | | > 15 | | 25 | |
| DA | OP 830 | 15 | > 15 | 0,5 | 25 | MA |
| DI | OP 913 | 32 | > 0,12 | 5 | 10 | MB |
| DI | OP 913 W | | > 0,04 | | 30 | |

## ASEA HAFO, MOTOROLA

| Technologie | Type | VR ou $V_{CEO}$ max. (V) | Intensité de courant $I_D$ ou $I_c$ (mA) | à intensité de rayonnement (mW/cm²) | $\theta$ (°) | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|
| TR<br>TR | 2 B 50 B<br>2 B 50 C | 30 | > 6<br>> 12 | 1 | 18 | MA |
| TR<br>TR | 2 B 50 FB<br>2 B 50 FC | 30 | > 0,6<br>> 1,2 | 1 | 80 | MA |
| TR<br>TR | 2 B 95 B<br>2 B 95 C | 40 | > 6<br>> 12 | 1 | 18 | MA |
| DA | 6 B 82 | 60 | 50 | 1 | | MA |
| TR | MRD 300<br>MRD 310 | 50 | 8<br>3,5 | 5 | | MA |
| DA | MRD 360<br>MRD 370 | 40 | 20<br>10 | 0,5 | | MA |
| DI | MRD 500<br>MRD 510 | 100 | 0,009<br>0,002 | 5 | | MD |
| TR | MRD 701 | 30 | 0,5 | 0,5 | | PD |
| DA | MRD 711 | 60 | 25 | 0,5 | | PD |
| TR | MRD 3050<br>MRD 3051<br>MRD 3054<br>MRD 3055<br>MRD 3060 | 30 | > 0,1<br>> 0,2<br>> 0,5<br>> 1,5<br>> 2 | 5 | | MA |

# DÉTECTEURS PYROÉLECTRIQUES (PASSIFS)

Les détecteurs pyroélectriques répondent à des variations de température, donc d'intensité de rayonnement, qui sont dues, par exemple, au passage d'une personne dans le champ du capteur. Pour que cela fonctionne, il faut évidemment que la température de cette personne soit plus élevée que la température ambiante. Le plus souvent, une différence de température de 5 °C est suffisante.

N'ayant pas besoin de source de rayonnement artificiel, on considère ces capteurs souvent comme « détecteurs passifs d'infrarouges ». Ce terme peut induire en erreur, quand on le rapporte à d'autres capteurs, tels que les antennes. Une antenne « passive » est un capteur dont la tension de sortie est ramenée directement à un récepteur. Une antenne « active » contient, en plus, un amplificateur. Or, on verra que tous les détecteurs pyroélectriques du commerce contiennent un amplificateur. Ce sont donc, strictement, des « capteurs actifs pour détection passive de mouvements ». On comprendra que le terme « pyroélectrique » sera préféré, dans la suite, pour ces types de capteurs.

On les emploie dans les installations d'alarme, pour la commande automatique d'éclairages, d'ouverture de portes, de robinets, de sèche-mains à air chaud, observation de bétail ou de gibier, et aussi pour l'arrêt automatique de machines en cas d'inquiétante proximité humaine.

Les matériaux qu'on y utilise peuvent être de nature différente (à base de titane, de tantale, ou polymères), et les notices des fabricants sont peu explicites à ce sujet. C'est sans grande importance pratique, car les propriétés des divers produits se valent largement. La sensibilité spectrale intrinsèque des matériaux capteurs s'étend de l'ultraviolet jusqu'à une longueur d'onde de 0,3 mm. C'est par des filtres optiques qu'on limite ce spectre, le plus souvent à la plage comprise entre 6 et 15 $\mu$m.

Dans tous les cas, les détecteurs pyroélectriques se comportent comme des condensateurs qui se chargent (de moins de 1 mV) quand leur température change du fait d'un rayonnement incident. Comme on a intérêt que ce changement de température soit rapide, on les réalise sous forme de plaquettes très minces ou films. Néanmoins, il faut quelques dixièmes de secondes, avant que la tension de sortie d'un capteur devienne maximale, après une modification de l'irradiation. En fait, la tension du condensateur n'atteint jamais son maximum théorique, car il se décharge du fait de la conductibilité de son diélectrique. Ainsi, la modification de température n'est mémorisée que pendant quelques secondes.

# EXEMPLE DU PID 11

Les détecteurs pyroélectriques se distinguent ainsi par une réponse nettement plus lente que celle des capteurs précédemment mentionnés. A titre d'exemple, la figure 3-15 montre l'allure de l'impulsion de sortie qu'on observe avec le détecteur pyroélectrique PID 11 (Siemens).

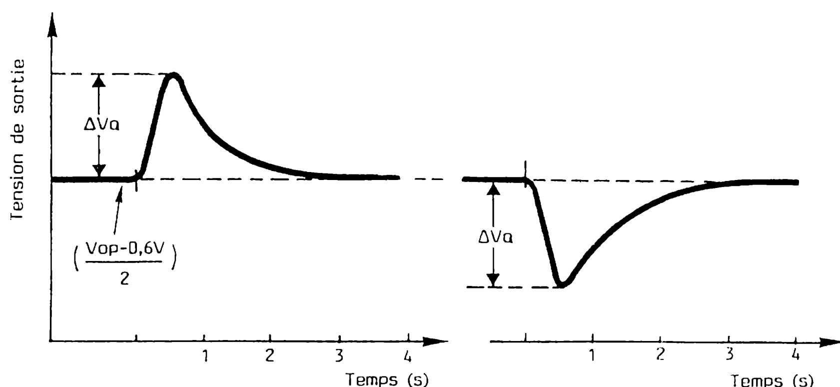



**Fig. 3-15. — Allure des tensions de sortie que le détecteur PID 11 délivre quand il observe un brusque changement de température dans son champ de vision.**

L'exploitation de charges d'une fraction de millivolt, accumulées sur de petites capacités, pose de sérieux problèmes d'isolement et de protection envers les perturbations. Pour cette raison, tous les détecteurs pyroélectriques du commerce comportent, dans leur boîtier, un amplificateur à haute impédance d'entrée.

Dans le cas du PID 11, la tension d'alimentation de cet amplificateur peut être comprise entre 4 et 12 V, la valeur optimale étant de 4,5 V. Dans ce dernier cas, l'amplificateur consomme 0,4 mA, présente une impédance

de sortie de 2 kΩ, et son gain en tension est tel qu'on obtient une impulsion de sortie d'une amplitude de 1,1 V quand on place, à 1,5 m du détecteur, un objet mesurant 30 sur 40 cm, et dont la température est de 5 °C supérieure à la température ambiante.

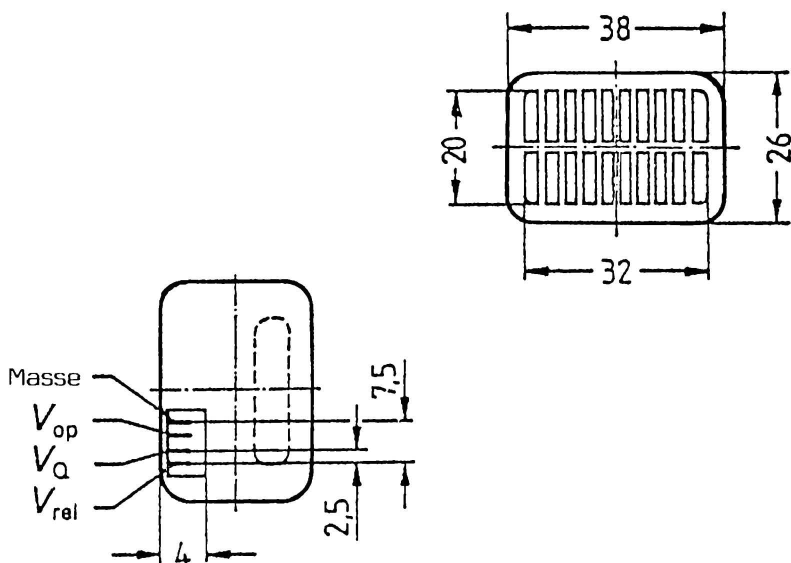



**Fig. 3-16. — Faces avant et de connexion du détecteur PID 11. La profondeur du boîtier est de 35 mm.**

Un tel rendement ne peut être obtenu qu'en plaçant un système optique (lentilles de Fresnel, voir ci-après) d'une surface de plusieurs centimètres carrés devant l'élément sensible du détecteur. Il en résulte des dimensions relativement grandes, pour un composant électronique. La figure 3-16 précise ces dimensions ainsi que la disposition des connexions. La tension d'alimentation s'applique entre masse et $V_{op}$, $V_Q$ est la sortie, alors que $V_{rel}$ (utilisation facultative) délivre une tension de référence égale à $(V_{op} - 0{,}6\ V)/2$.

Le système optique du PID 11 détermine un angle d'ouverture qui est de ± 7 ° dans le sens horizontal et de ± 9 ° dans le sens vertical. Grâce à l'effet de directivité ainsi obtenu, le PID 11 est encore utilisable à une dis-

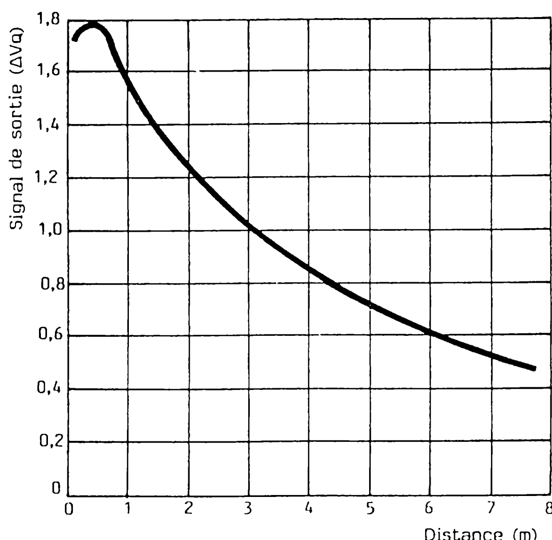



**Fig. 3-17. — Ce graphique, valable pour une température ambiante de 22°, indique, en fonction de la distance, la tension que délivre le PID 11 quand une personne passe par son axe optique.**

tance de plusieurs mètres. La figure 3-17 précise cette notion de portée en indiquant, en fonction de la distance, la tension de sortie délivrée par le détecteur quand une personne en franchit l'axe optique, la température ambiante étant de 22 °C. Bien entendu, le résultat de pareille expérience dépend beaucoup de l'effet d'isolement thermique dû aux vêtements que porte la personne qui passe devant le détecteur.

## CAPTEURS SIMPLES ET DOUBLES

A côté d'un produit relativement élaboré, tel que le PID 11, réunissant optique, détecteur et amplificateur dans un même boîtier, on offre des capteurs plus élémentaires, et de ce fait plus souples d'emploi, pour certaines

applications. La figure 3-18 illustre le cas le plus simple. Le détecteur pyroélectrique y est dessiné sous forme d'un condensateur, un transistor à effet de champ sert d'adaptateur d'impédance, et un élément non linéaire est prévu pour éviter toute surcharge accidentelle ou tout effet de saturation en cas de très forte variation de température.

Dans la pratique, un tel dispositif doit répondre à une variation de température de quelques degrés et qui se passe à plusieurs mètres. L'échauffement subi par l'élément sensible est infime, dans ces conditions. En d'autres termes, le moindre courant d'air en fait autant, quand il frappe le détecteur.

Pour éviter les conséquences, on utilise des éléments doubles, montés, avec opposition de polarité, en série comme dans la figure 3-19, ou en parallèle comme dans la figure 3-20. Les courants d'air ou autres phénomènes de même effet (nuage obscurcissant le soleil, pluie froide sur une fenêtre) agissent alors de la même manière sur les deux éléments, et les conséquences électriques se compensent.

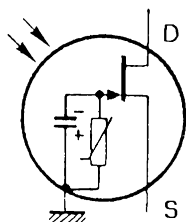



**Fig. 3-18**

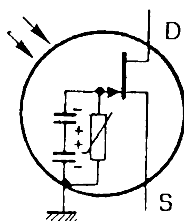



**Fig. 3-19**

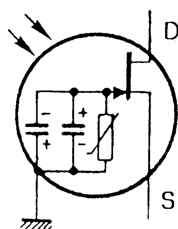



**Fig. 3-20**

**Fig. 3-18. — Dans sa forme la plus simple, un détecteur pyroélectrique se compose d'un capteur à comportement capacitif, d'un élément non linéaire et d'un transistor à effet de champ.**

**Fig. 3-19. — Le capteur double série ne tient pas compte des variations de la température ambiante, mais demande un dispositif optique pour détecter des déplacements de personnes.**

**Fig. 3-20. — Egalement insensible aux variations de la température ambiante, le capteur à deux éléments en parallèle se distingue par un excellent rapport signal/bruit.**

Pour qu'il n'en soit pas de même quand une personne passe dans le champ du détecteur, il suffit de munir ce dernier d'une optique qui concentre l'image (thermique) de la dite personne aussi précisément que possible sur l'un des deux éléments sensibles. Pour cette raison, ces éléments ont généralement une forme rectangulaire (2 sur 1 mm, par exemple). Le passage du « corps chaud » provoque alors une alternance « moins-plus » sur le premier, et une alternance « plus moins » sur le second élément. Du fait de l'inertie des capteurs, les deux alternances « plus » s'additionnent quand ces capteurs se trouvent en série, et on obtient une amplitude deux fois plus grande qu'avec un seul.

Ce n'est pas pour autant que les capteurs à deux éléments série soient toujours à préférer aux associations en parallèle. Ces dernières présentent, en effet, un bruit moindre, et leur plus grande régularité d'amplitude permet un comptage d'impulsions qui ne valide le détecteur que si trois impulsions se sont succédées dans un délai donné.

Certes, cela ne fonctionne que si les deux éléments sont orientés côte à côte (et non pas l'un en dessous de l'autre), et si l'optique vise la personne effectivement là où elle se trouve. Comme cela risque de poser des problèmes pour la surveillance de champs tant soit peu étendus, on utilise des assemblages multifoyers (10 lentilles ou plus), ce qui multiplie d'autant la chance de capter l'image de quelqu'un quelque part.

Le procédé est comparable à celui des barrières à réflexion multiple et dont il sera question par la suite. N'empêche que la détection dite « passive » reste bien... passive vis-à-vis de l'intrus qui rampe sur le sol ou qui a bien étudié le nombre de pull-overs et pardessus qu'il porte sur son dos.

Il ne faut pas négliger, pour autant, l'effet hivernal de la détection : une personne « chaudement habillée », entrant par temps froid dans une pièce chauffée, déclenche le détecteur du fait de la basse température à la surface de sa couche vestimentaire.

## LES LENTILLES DE FRESNEL

Les dispositifs optiques dont il était question plus haut sont des lentilles plates, en matière plastique (polyéthylène), à sillons concentriques, surtout connues de certains gadgets publicitaires. Leur avantage réside non seulement dans leurs faible poids et encombrement, mais surtout dans l'absorption très réduite de rayonnement qui est due à leur minceur. Des

matériaux suffisamment transparents aux rayonnements thermiques pour en faire des lentilles, seraient bien trop coûteux pour l'application envisagée.

Il convient de signaler que le verre est assez peu transparent au rayonnement thermique. Plaçant une vitre devant le feu dans votre cheminée, vous constaterez que vous voyez parfaitement les flammes à travers, alors que la sensation de chaleur, sur votre main, se trouve fortement atténuée.

La figure 3-21 montre qu'un dispositif optique à lentilles de Fresnel (type FL 2512/2, Heimann-Siemens) est subdivisée en plusieurs éléments (11 dans le cas de l'exemple) dont chacun porte une lentille à sillons concentriques. Pour obtenir une bonne efficacité, on doit le disposer exactement comme cela est indiqué, dans la figure 3-22, pour le type mentionné.

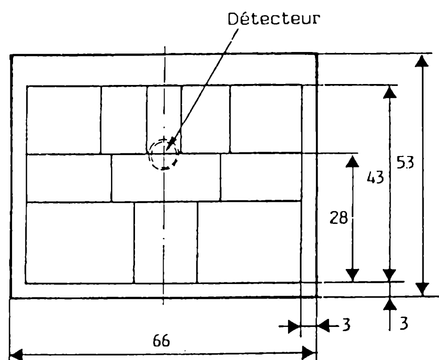



**Fig. 3-21. — Ce dispositif optique est une feuille souple en matière plastique, comportant 11 lentilles de Fresnel.**

Le diagramme directif horizontal de la figure 3-23 montre que cette optique se distingue par cinq lobes principaux relativement étroits. La figure 3-24 présente les trois lobes verticaux tout en précisant l'inclinaison optimale pour la surveillance à partir d'une hauteur de 2,30 mètres. Combinant ces deux diagrammes dans l'espace, on voit que l'optique décrite possède au total 15 points de visée.

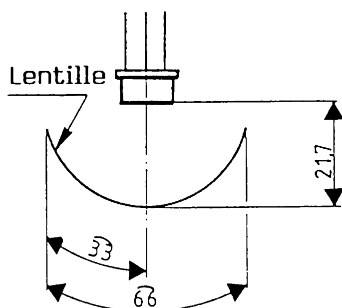



Fig. 3-22. — Le détecteur doit être disposé judicieusement au foyer commun des lentilles du dispositif optique.

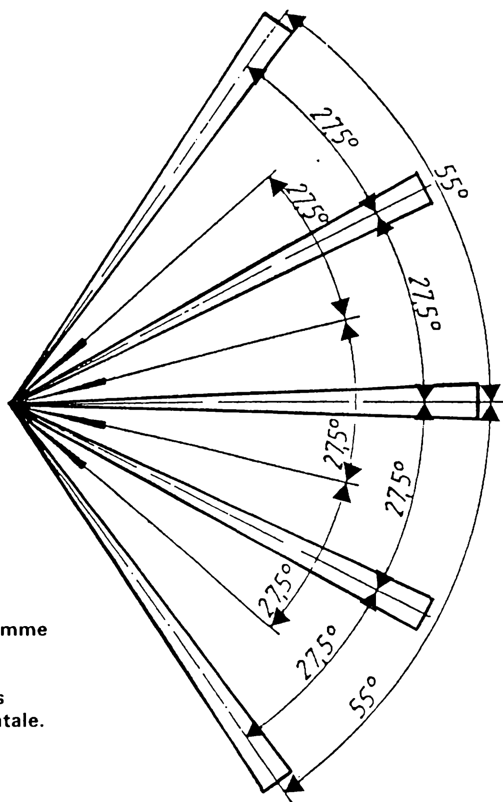



Fig. 3-23. — Ce diagramme de sensibilité fait ressortir cinq lobes étroits de directivité horizontale.

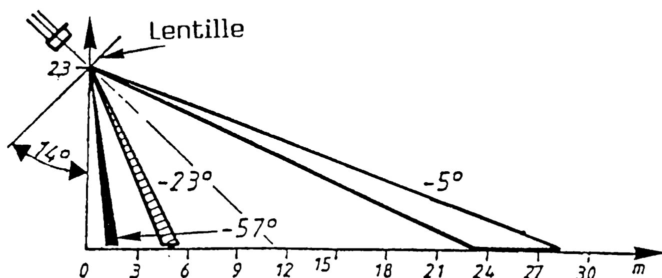



**Fig. 3-24. — Disposition optimale d'un détecteur surveillant une pièce d'habitation, et lobes de directivité verticale.**

Il existe d'autres optiques de ce type, avec des angles d'ouverture plus ou moins grands, ou ne comportant des lobes de directivité que dans un seul plan. En général, le fabricant des détecteurs les fournit. Lorsqu'on commande chez RTC, par exemple, il suffit d'ajouter les lettres FL à la désignation du type désiré, pour recevoir automatiquement la lentille qui lui convient.

## TYPES COURANTS DE DÉTECTEURS PYROÉLECTRIQUES

Les tableaux ci-après indiquent les caractéristiques de quelques détecteurs passifs de mouvement, en plus du PID 11, déjà mentionné.

La colonne « Disp. » précise le nombre des éléments (1 ou 2) et leur disposition (S pour série, P pour parallèle).

La dimension (surface) de chaque élément est spécifiée, dans la colonne suivante, en millimètres.

Le bruit est indiqué, sous forme d'une valeur crête à crête, comme maximum constaté sur un grand nombre d'échantillons, chacun ayant été testé pendant une minute.

La colonne « PEB » donne la valeur moyenne de la puissance (d'irradiation) équivalente au bruit, en nW/$\sqrt{}$Hz, la mesure étant effectuée à une fréquence de découpage d'irradiation de 10 Hz (1 Hz pour les produits Heimann-Siemens) et avec une bande passante de 1 Hz. Plus cette grandeur est faible, plus le rapport signal/bruit est avantageux.

Le signal de sortie est donné sous forme d'une valeur de crête, obtenue avec une énergie incidente de 25 μW/cm², la fréquence de découpage étant de 1 Hz.

La sensibilité (responsivity) est exprimée en volts (de sortie) par watts (de puissance incidente), et ce pour une longueur d'onde de 10 μm, la fréquence de découpage étant de 10 Hz pour les produits RTC, et de 1 Hz pour les produits Heimann-Siemens. En pratique, on devra évidemment considérer des μV/μW plutôt que des V/W.

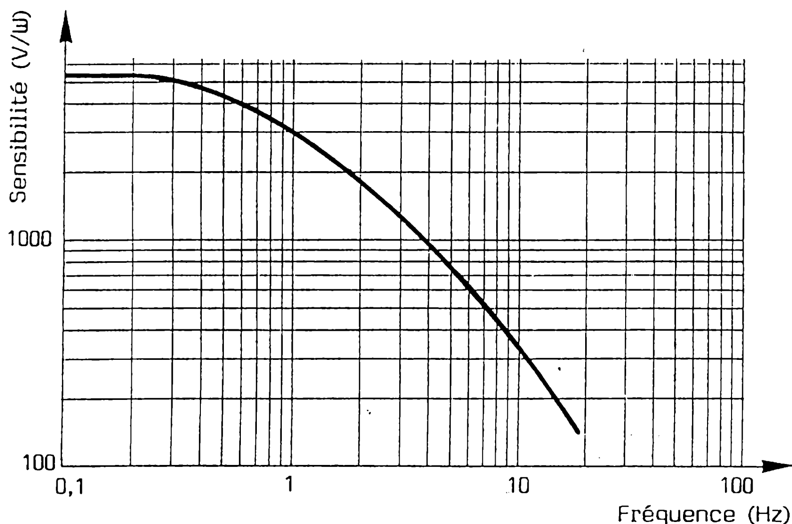



**Fig. 3-25. — Sensibilité (en volts sortie par watts de puissance incidente) en fonction de la fréquence de découpage, pour LHi 944.**

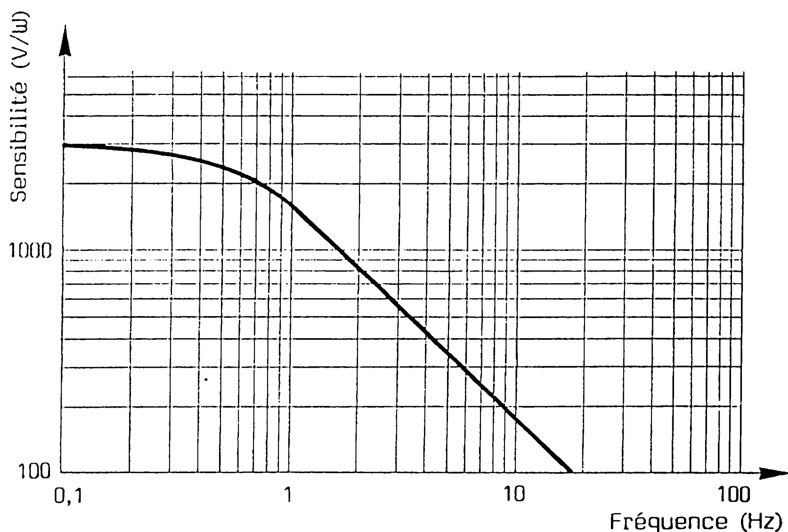



Fig. 3-26. — Courbe du même type que celle de la figure 3-25, mais pour le détecteur RPY 97.

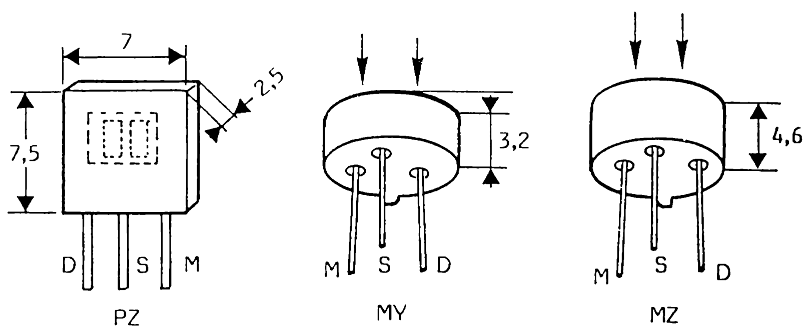



Fig. 3-27. — Boîtiers des détecteurs pyroélectriques.
Les boîtiers P sont en matière plastique, les M métalliques.

## DÉTECTEURS PYROÉLECTRIQUES HEIMANN-SIEMENS

| Type | Disp. | Dim. élem. (mm) | Bruit (μV c. à c.) | PEB (nW/$\sqrt{Hz}$) à 1 Hz | Sensib. (V/W) à 1 Hz | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|
| LHi 802/806 | 1 | 2 × 2 | < 50 | 0,7 | 2300 | MY/MZ |
| LHi 804/808 | 1 | 2 × 1 | < 50 | 0,29 | 4700 | MY/MZ |
| LHi 804/808 TC | 2 P* | 2 × 1 | < 50 | 0,89 | 4200 | MY/MZ |
| LHi 841/845 | 2 S | 2 × 1 | < 50 | 0,64 | 2100 | MY/MZ |
| LHi 844/848 | 2 S | 2 × 1 | < 50 | 0,71 | 3000 | MY/MZ |
| LHi 854/858 | 2 S | 2 × 1 | < 50 | 0,89 | 4200 | MY/MZ |
| LHi 944/948 | 2 P | 2 × 1 | < 40 | 0,33 | 1900 | MY/MZ |
| LHi 954/958 | 2 P | 2 × 1 | < 40 | 0,35 | 3500 | MY/MZ |
| LHi 1058 | 2 P | 2 × 1 | 6000 | 0,6 | $1,2 \times 10^6$ | MZ |

**Nota** : * L'un des deux éléments, inacessible à l'irradiation, sert pour la compensation de température.

— La bande passante optique standard s'étend de 8 à 14 μm.
Certains types peuvent être fournis, sur demande, pour d'autres spectres (2 à 14, 2 à 35, 4,6 à 4,75, 3,5 à 5, 1 à 8 μm).

— L'angle d'ouverture est au minimum égal à 116° pour tous les types mentionnés.

— LHi 1058 contient un amplificateur intégré dont la tension d'alimentation peut être située entre ± 2 et ± 9 V. Tous les autres types comportent un transistor à effet de champ et leur tension d'alimentation peut être comprise entre 3 et 15 V (performances optimales vers 5 V).

— L'indication LHi 841/845 signifie qu'il existe deux types équivalents, LHi 841 et LHi 845, ne se distinguant que par leur boîtier : MY (plat) pour le premier, MZ (normal) pour le second.

## DÉTECTEURS PYROÉLECTRIQUES RTC

| Type | Disp. | Dim. élem. (mm) | Bruit (μV c. à c.) | PEB (nW/$\sqrt{Hz}$) à 10 Hz | Signal sortie (μV) | Sensib. (V/W) à 10 Hz | Boîtier |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| KRX 10 | 2 S | 2 × 1 | < 45 | | > 570 | | PZ |
| KRX 11 | 2 S | 2 × 1 | < 65 | | > 570 | | PZ |
| RPW 100 | 2 S | 2 × 1 | < 45 | | > 570 | | MZ |
| RPY 97 | 2 S | 2 × 1 | < 50 | 2,5 | | > 95 | MZ |
| RPY 100 | 1 | 2 × 1 | < 45 | 2,5 | 460 | > 100 | MZ |
| RPY 101 | 1 | 2 × 1,5 | < 45 | 3,8 | 460 | > 65 | MZ |
| RPY 102 | 1 | 2 × 2 | < 45 | 5 | 460 | > 50 | MZ |
| RPY 107 | 1 | 2 × 1 | < 45 | 3 | 385 | > 90 | MZ |
| RPY 109 | 1 | 2 × 2 | < 45 | 6 | 385 | > 45 | MZ |

**Nota** : L'angle d'ouverture est de 100° pour tous les types sauf RPY 97, pour lequel cette grandeur est de 130°.

— La bande passante optique est de 6,5 à 14 μm pour tous les types sauf pour RPY 107 et RPY 109, pour lesquels la plage correspondante s'étend de 1 à 15 μm.
— Tous les types contiennent un transistor à effet de champ comme préamplificateur. Sa transconductance est au moins égale à 1,3 mA/V.
— La tension d'alimentation optimale est de 5 V dans tous les cas.
— Tous les types peuvent être alimentés entre 3 et 10 V.

Il convient de noter que les produits des divers fabricants se distinguent, généralement, moins par leurs caractéristiques que par la définition qui est utilisée à leur sujet. Ainsi, les courbes de sensibilité en fonction de la fréquence de découpage, données dans la figure 3-25 pour LHi 944 et dans la figure 3-26 pour RPY 97, sont assez semblables. En revanche, les valeurs de sensibilité, dans les tableaux qui suivent, se trouvent dans un rapport de 20, car l'une est définie comme valeur typique à 1 Hz, l'autre comme valeur minimale à 10 Hz.

La forme des boîtiers est indiquée dans la figure 3-27. Les boîtiers métalliques sont du type TO 39.

CHAPITRE IV

# EXPÉRIENCES SIMPLES

L'expérimentation est le meilleur moyen pour se familiariser avec une technique, surtout si elle peut se faire, comme dans le cas des rayons infrarouges, avec un minimum de composants. On pourra ainsi se familiariser avec les modes d'alimentation des récepteurs et émetteurs de rayonnement, puis étudier leur effet directif.

On verra également, dans les pages qui suivent, qu'un filtrage des rayonnements est possible avec des moyens assez simples. Il suffit, pour cela, de disposer d'une petite feuille de matière plastique transparente, d'un morceau de papier calque et d'un marqueur noir.

## LE CIRCUIT D'EXPÉRIMENTATION

La figure 4-1 montre qu'on utilise, pour les premières expériences, une diode d'infrarouges et un phototransistor. Pour bien pouvoir mettre en évidence les effets d'orientation, on aura avantage à utiliser des composants assez directifs, soit CQX48, CQY37 ou LD271 pour la diode d'émission, et BP103, BPW22, BPW96 ou BPX25 pour le phototransistor. Pour

obtenir une meilleure mobilité sur la table d'expérimentation, on a prévu des alimentations séparées pour les deux circuits, alors qu'une alimentation sur pile unique serait parfaitement possible.

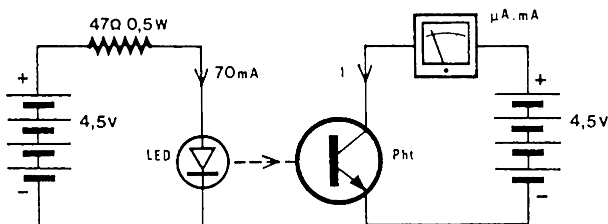



**Fig. 4-1. — Dans ce montage expérimental, le courant de collecteur ($I_C$) du phototransistor est fonction du rayonnement infrarouge que produit la diode d'émission.**

Il n'est pas nécessaire de travailler dans l'obscurité, et on peut parfaitement tolérer un éclairement ambiant qui permet encore de lire ce texte sans difficulté. On peut évaluer ce taux d'éclairement résiduel en montant d'abord le circuit de réception seul. L'intensité de collecteur du phototransistor doit alors rester inférieure à 2 µA.

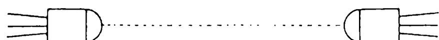


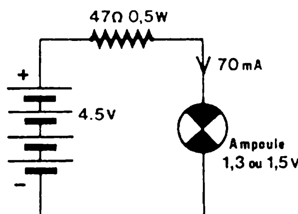
**Fig. 4-2. — Si on utilise des photosemiconducteurs à effet directif, il convient d'en ajuster soigneusement l'alignement optique.**

On aura avantage à monter les deux photosemiconducteurs de façon qu'on puisse les orienter bien face à face (fig. 4-2), sur des supports bien rigides, et bien horizontalement. On pourra par la suite parfaire l'orientation à l'aide de petites cales en carton fin, qu'on met sous le support d'un côté ou de l'autre, de façon à le faire pencher légèrement en avant ou en arrière.

# EXPÉRIENCES DE DIRECTIVITÉ ET DE RENDEMENT

Plaçant les deux circuits de la figure 4-1 à une distance de 10 cm environ, on modifie progressivement leur orientation de façon à faire augmenter l'intensité de collecteur $I_C$ du phototransistor. Quand cette intensité tend à dépasser 100 $\mu$A, on augmente la distance et on recommence l'orientation. Finalement, on arrivera ainsi à $I_C =$ 100 $\mu$A pour une distance de 15 à 30 cm.

Si on diminue maintenant la distance exactement de moitié, on devrait pouvoir vérifier la loi du carré de la distance, selon laquelle $I_C$ devrait quadrupler pour une distance moitié. En fait, on risque d'observer une intensité de 600 $\mu$A, car le gain du phototransistor augmente avec $I_C$.




**..4-3. — Pour faciliter la comparaison, on a avantage à utiliser une ampoule co..sommant une puissance identique à celui du circuit d'émission de la figure 4-1.**

Pour une comparaison avec une autre source de rayonnement, on aura avantage à faire appel à une petite ampoule à lentille, de 1,3 ou 1,5 V, telle qu'on l'utilise dans ces mini-lampes de poche, genre porte-clé. Une telle ampoule consomme une puissance à peu près identique à celle demandée par la diode d'infrarouges, dans l'expérience précédente. De plus, elle possède également un effet directif. En l'alimentant comme le montre la figure 4-3, on peut reprendre l'expérience précédente.

On verra que l'ampoule du type cité permet de couvrir une distance du même ordre que celle mesurée lors de l'expérience effectuée avec la diode d'infrarouges. Cependant, on risque d'observer quelque dispersion quant à la forme de la lentille de l'ampoule, voire des impuretés dans le verre, si bien que le rendement optimal peut être obtenu pour une orientation plus ou moins inclinée. De plus, il pourra y avoir d'assez fortes différences d'un échantillon à l'autre.

Si on ne dispose pas d'une ampoule du type décrit, on peut parfaitement effectuer l'expérience mentionnée avec une autre ampoule de lampe de poche. Une ampoule sans lentille peut ainsi être comparée à une diode d'émission sans effet directif, compte tenu d'une éventuelle différence quant à la puissance d'alimentation. On pourra constater aussi qu'une variation du courant d'alimentation détermine, dans le cas de l'ampoule, une variation de rayonnement nettement plus forte que dans le cas de la diode d'infrarouges.

## EXPÉRIENCES DE FILTRAGE

Pour l'expérience suivante, on devra se préparer deux « filtres ». Pour le premier, on utilise une feuille en matière transparente (cellophane, emballage de cigarettes, pochette nylon, règle en matière plastique) d'au moins $2 \times 5$ cm. Sur une extrémité de ce support, on dessine un rond (diamètre 1 cm environ) à l'aide d'un feutre ou d'un marqueur noir, en appliquant plusieurs couches, éventuellement sur les deux faces, jusqu'à ce que la surface ainsi traitée, ne laisse plus guère passer de lumière visible. Ensuite, on procède de même avec un morceau de papier calque de dimensions semblables.

En reprenant l'expérience de la figure 4-1 (distance telle qu'on observe $I_C = 100\ \mu A$ lors de l'orientation optimale), on intercale d'abord, dans la voie de rayonnement, la partie non traitée de la feuille transparente. La valeur de $I_C$ passera alors de 100 $\mu$A à 90 $\mu$A, approximativement. La perte observée est essentiellement due à la réflexion du rayonnement par la surface de la feuille, et non pas tellement à un effet d'absorption. On peut s'en rendre compte en utilisant des feuilles ou plaques transparentes d'épaisseur différente.

Si on place maintenant le filtre avec sa partie traitée directement devant le phototransistor, on ne constate qu'une perte supplémentaire de 10 % ($I_C \simeq 80\ \mu A$), alors que $I_C$ s'établit à 70 $\mu$A, quand on place le filtre directe-

ment devant la diode d'émission. La différence s'explique du fait que le dessin au marqueur n'aura pas été parfaitement homogène. Ainsi, la surface du filtre n'est plus plane, et il y a une sorte d'effet de lentille telle qu'on l'observe quand on enduit un verre plan d'un vernis transparent, au pinceau. A travers un verre ainsi traité, on obtient une image plus ou moins déformée. En d'autres termes, on observe un rayonnement diffus, comme le montre la figure 4-4. Bien entendu, on peut observer un effet

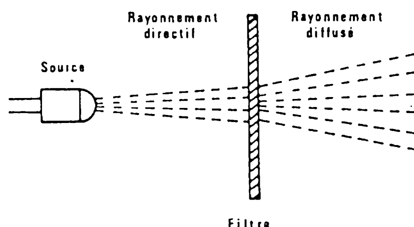



**Fig. 4-4. — Le filtre provoque un effet de diffusion, si ses surfaces ne sont pas rigoureusement planes.**

semblable avec un matériau non traité, si ce matériau est translucide sans être parfaitement transparent.

L'expérience du filtre sur support transparent pourra être reprise en remplaçant la diode d'infrarouges par une ampoule (fig. 4-3). On constatera alors que le filtre ne laisse passer que 50 à 60 % du rayonnement, ce qui signifie qu'il absorbe la partie visible de ce rayonnement, pour ne laisser passer que les rayons infrarouges que l'ampoule émet.

Le papier calque possède une surface rugueuse qui le rend normalement diffusant. Mais si on le traite au marqueur, on remplit les pores et on le rend plus lisse. Ainsi, il empêche le passage du rayonnement infrarouge là où l'œil le trouve translucide, alors qu'il le laisse passer aux endroits où on l'a noirci !

Si on travaille avec le couple LED-phototransistor, on constate, par exemple, que $I_C$ s'établit à 25 % de la valeur initiale, quand on met la partie traitée du filtre devant le phototransistor, contre 10 % seulement pour la partie non traitée. Les pourcentages correspondants sont de 10 % et de 4 % quand on met le filtre devant la diode d'émission. Lorsqu'on travaille avec une ampoule, les différences sont nettement moindres.

On peut, bien entendu, reprendre ces expériences avec d'autres sources (lumière du jour, lampe fluorescente, bougie, etc.). On peut aussi expérimenter d'autres types de filtres. Par exemple, l'encre de chine est, pour l'œil, tout aussi noire que le marqueur noir. Et pourtant, elle absorbe l'infrarouge autant que la lumière visible.

## RÉFLEXION ET RÉFRACTION

La lumière d'une lampe de poche se réfléchit, sur un mur blanc, bien mieux que sur une surface sombre. Mais ce qui est clair pour l'œil, ne l'est pas forcément pour un composant opto-électronique, et inversement. On pourra s'en rendre compte par l'expérience de la figure 4-5, consistant à faire réfléchir un rayonnement sur une surface (papier blanc ou de cou-

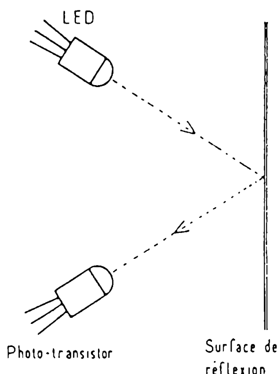



**Fig. 4-5. — Expérience de réflexion, permettant d'étudier l'effet d'écrans de nature différente.**

leur, tôle mate ou brillante, etc.). Dans le cas de certains papiers — pourtant bien blancs — on a du mal à obtenir un $I_C$ ne serait-ce que de quelques microampères, à une distance de seulement quelques centimètres. Mais d'autres écrans permettront de couvrir plusieurs dizaines de centimètres, et la couverture de ce livre, par exemple, réfléchit nettement mieux qu'un papier à lettres. Bien entendu, l'orientation est assez délicate maintenant, puisqu'on a trois choses à déplacer.

Il en sera de même pour toute expérience faisant appel à une lentille. L'effet de celle-ci sera particulièrement important, si on opère avec des photosemiconducteurs à fenêtre plane. Mais on peut parfaitement le mettre en évidence aussi avec les composants mentionnés plus haut. En éloignant émetteur et récepteur de 1 mètre, on peut ainsi observer une augmentation de $I_C$ dans un rapport supérieur à 100, si on place une lentille de 5 cm de diamètre, distance focale 5 à 6 cm, devant le phototransistor. On peut dégrossir l'orientation en regardant de l'endroit où on mettra ensuite la diode d'émission, et en plaçant la lentille de façon à voir la photodiode agrandie au maximum. De la même façon, on pourra expérimenter un réflecteur parabolique, le photosemiconducteur étant orienté vers le fond de ce réflecteur. En opérant une concentration du rayonnement à l'émission ainsi qu'à la réception, il ne sera pas impossible de multiplier par 100 la portée d'une liaison opto-électronique.

## EXPÉRIENCES AVEC UNE PHOTORÉSISTANCE

En utilisant, comme le montre la figure 4-6, une photorésistance à la réception, il est prudent d'intercaler une résistance R (200 à 500 $\Omega$) dans le circuit, afin d'éviter toute surcharge par un éclairement accidentel trop important. En effet, la sensibilité de la photorésistance (type courant, LDR03, LDR04, LDR05, LDR07 ou similaire) est, pour la lumière visible, nettement plus grande que celle d'un phototransistor. Dans les conditions d'éclairement ambiant qui avaient été indiquées plus haut, on obtiendra ainsi une intensité de l'ordre de 500 $\mu$A, soit 200 ou 300 fois plus qu'avec un phototransistor.

On peut maintenant essayer de doubler cette intensité en ajoutant, à l'éclairement ambiant, un rayonnement infrarouge tel qu'on l'obtient avec le circuit d'émission de la figure 4-1. On constatera alors qu'il faut approcher les deux photosemiconducteurs à 5 cm environ, pour que I double. La sensibilité de la photorésistance aux infrarouges s'avère ainsi assez faible.

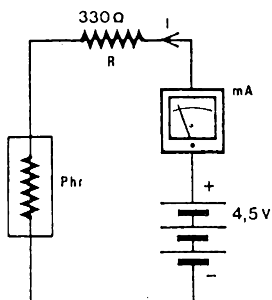



**Fig. 4-6. — Circuit expérimental utilisant une photorésistance comme récepteur de rayonnement.**

Cette constatation se trouve confirmée, si on utilise le circuit d'émission à ampoule, figure 4-3. Maintenant, I double déjà pour une distance de 30 cm entre émetteur et récepteur.

Bien entendu, les valeurs citées pour les diverses expériences ne sont à considérer que comme ordres de grandeur, et on pourra observer des différences notables en fonction des tolérances de fabrication, sans parler des conditions d'expérimentation. Il pourra donc être intéressant d'imaginer des expériences complémentaires, avec d'autres combinaisons entre sources, récepteurs et dispositifs optiques.

CHAPITRE V

# BARRIÈRES ET AVERTISSEURS D'APPROCHE

C'est surtout dans les installations d'alarme qu'on se sert de ces dispositifs qui se déclenchent par l'interruption d'un rayon infrarouge, ou qui détectent la réflexion d'un tel rayonnement, par exemple sur les vêtements d'une personne qui s'approche du détecteur. Ces systèmes peuvent alors commander une sirène d'alarme, ou plus simplement un éclairage, pour simuler une présence dans une habitation inoccupée. Des montages de ce dernier type ont été décrits dans le livre « Présence Électronique contre le Vol » (ETSF). Bien entendu, les barrières et détecteurs peuvent également recevoir des applications industrielles comme, par exemple, le comptage d'objets qui défilent devant un « œil électronique».

## BARRIÈRE À RAYONNEMENT CONTINU

Une barrière opto-électronique, c'est un émetteur et un récepteur de rayonnement, disposés face à face, sur les deux parois d'un couloir, par exemple. Interrompant le rayonnement, le passage d'un objet ou d'une personne peut alors déclencher un avertisseur, une alarme, un éclairage, un escalier mécanique, un compteur, etc.

Une telle barrière est d'autant plus facile à réaliser que l'éclairage ambiant est plus faible. Dans un couloir sombre, par exemple, on trouvera une intensité photoélectronique de repos de l'ordre du microampère seulement. On peut alors travailler avec une intensité de travail de 10 μA, ce qui permet de couvrir une distance de plus de 1 m, à condition de bien orienter les éléments opto-électroniques.

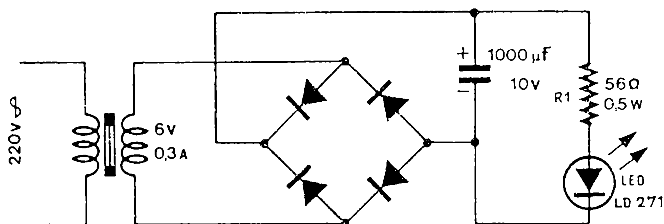



**Fig. 5-1.** — **Émetteur de rayonnement infrarouge continu, avec son alimentation.**

***Composants figure 5-1 (émetteur IR continu) :***

Transformateur d'alimentation 6 V, 0,3 A
Redresseur (4 × 1 N 4001 ou pont moulé)
Condensateur électrolytique 1000 μF, 10 V
Résistance 56 Ω, 0,5 W
Diode à infrarouges LD 271, CQY 37 ou similaire

La figure 5-1 montre le schéma d'un émetteur d'infrarouges, utilisable pour une telle application, et alimenté sur la prise de courant. Pour augmenter la portée, on peut mettre plusieurs LED en série, en ramenant $R_1$ à 33 Ω dans le cas de trois et à 22 Ω dans le cas de quatre diodes. Ces valeurs sont à multiplier par 2 ou par 2,5, si on utilise des diodes « plastique », n'admettant que 50 ou 40 mA, respectivement.

La figure 5-2 montre le schéma du récepteur correspondant. Le phototransistor y actionne un trigger qui déclenche, à son tour, un triac (commande d'ampoule ou de sirène d'alarme) quand le faisceau de rayonnement se trouve coupé. Si on se contente d'une indication simple, on peut remplacer la charge (triac, ampoule 220 V, R4) par une ampoule de 8 V, 0,05 A. La figure 5-3 montre qu'on peut réaliser ce récepteur facilement sur une plaquette « veroboard » de forme allongée, si on monte trois des résistances

**Fig. 5-2. — Récepteur pour barrière à rayonnement continu, adapté à l'émetteur de la figure 5-1. Ne comportant pas de circuit sélectif, ce récepteur est également sensible à la lumière ambiante.**

**Fig. 5-3. — Plan de circuit imprimé pour le récepteur de la fig. 5-2. Les composants R1, R2, R3, sont à monter en « épingle à cheveux ». Dimensions : 65 × 15 mm.**

***Composants figures 5-2 et 5-3 (récepteur IR continu à triac) :***

R1 : 100 kΩ
R2 : 2,2 MΩ
R3 : 4,7 kΩ
R4 : 100 Ω, 0, 3 W
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
T2 : BC 548 ou BC 238
T3 : 2 N 2219, BC 140-16 ou BC 635
Triac pour 220 V et au moins 2 A.
Redresseur (4 × 1 N 400 1 ou pont moulé)
Condensateur électrolytique 2200 µF, 10 V
Ampoule 220 V
Transformateur d'alimentation 6 V, 0,3 A.

en épingles à cheveux. Sous cette forme, le récepteur pourra facilement être glissé dans un petit tube en carton noir qui le protégera d'une éventuelle incidence latérale de lumière ambiante. Pour le triac, on peut utiliser tout type donné pour 220 V alternatifs et au moins 2 A (16469 RCA, TIC 226 D, TC 04 40, T46 B 7 ou similaire), un radiateur n'étant nécessaire que si on commande plus de 100 W. Pour le redresseur d'alimentation, on peut utiliser tout autre dispositif admettant au moins 30 V, 0,2 A. L'alimentation de la figure 5-2 est suffisamment puissante pour qu'on puisse également y connecter le circuit d'émission (R et LED de la figure 5-1), si cela ne pose pas de problème d'installation.

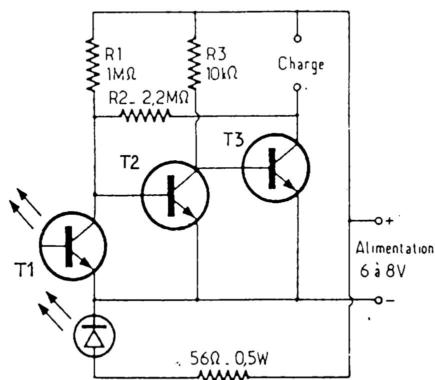



**Fig. 5-4. — Dans ce récepteur pour rayonnement continu, la charge se trouve alimentée dès que le phototransistor reçoit un rayonnement suffisamment intense.**

Le montage de la figure 5-4 est le complément logique de celui de la figure 5-2, car la charge se trouve alimentée (ampoule allumée) tant que la liaison opto-électronique persiste. On peut utiliser ce dispositf pour la détection par réflexion sur des surfaces brillantes (carrosseries de voitures, par exemple), si l'éclairage ambiant est suffisamment faible. Dans le cas contraire, il convient d'utiliser l'un des dispositifs décrits plus loin, fonctionnant avec un rayonnement infrarouge modulé.

***Composants figure 5-4 (récepteur IR NPN) :***

R1 : 1 MΩ
R2 : 2,2 MΩ
R3 : 10 kΩ
R4 : 56 Ω, 0,5 W
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
T2 : BC 548 ou BC 238
T3 : 2 N 2219, BC 140-6 ou BC 635
Diode à infrarouges LD 271, CQY 37, CQW 89 B ou similaire
Alimentation identique à figure 5-2

Finalement, la figure 5-5 indique une solution intégrée (NE 555 utilisé en trigger) susceptible de remplacer le montage de la figure 5-2. La charge se trouve alimentée quand le phototransistor est obscurci. Si c'est l'action contraire qu'on désire, il suffit d'intervertir, dans le schéma, T1 avec R1.

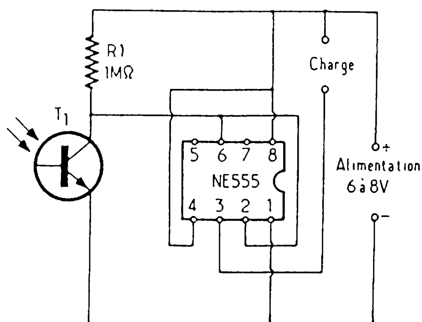



**Fig. 5-5. — Version « intégrée » du récepteur de la figure 5-2. Pour obtenir le mode de fonctionnement du montage de la figure 5-4, il suffit d'intervertir T1 avec R1.**

***Composants figure 5-5 (récepteur IR NE 555) :***

R1 : 1 MΩ
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
Circuit intégré NE 555
Alimentation identique à figure 5-2.

## BARRIÈRE À INFRAROUGES MODULÉS

Pour qu'une barrière opto-électronique soit à l'abri de l'éclairage ambiant, il suffit de remarquer que ce dernier est continu, alors qu'on peut très bien s'arranger pour moduler le rayonnement infrarouge, c'est-à-dire l'entrecouper à un rythme très rapide (1000 à 3000 fois par seconde). Lors de la réception, il suffit alors de prévoir un circuit sélectif qui sépare l'éclairement ambiant continuel du « signal » de barrière modulé, et que le phototransistor aura transformé en une tension alternative.

La figure 5-6 montre le schéma d'un émetteur de rayons infrarouges modulés. Il fait appel à un circuit intégré qui est utilisé en multivibrateur et dont la fréquence peut être ajustée par R2. On peut ainsi l'accorder sur la fréquence du récepteur, comme on le verra par la suite. Le circuit de la figure 5-6 possède une sortie auxiliaire qui n'est à utiliser que pour le second des deux récepteurs qui seront décrits.

On peut augmenter le rendement de l'émetteur en connectant plusieurs diodes luminescentes en série, ou en effectuant un montage série-parallèle, comme cela a été indiqué dans le chapitre 2. Vu le petit nombre de composants, il ne sera guère utile de réaliser l'émetteur de la figure 5-6 sur circuit imprimé et un montage sur cosses à souder pourra suffire.

Le schéma du récepteur correspondant est reproduit dans la figure 5-7. Il fonctionne avec un double amplificateur opérationnel du type 558. Pour limiter le bruit, on n'alimente T1 que sur une fraction de la tension d'alimentation. Le premier des amplificateurs opérationnels est utilisé pour un filtre actif passe bande, très simple du fait qu'il fait intervenir la compensation interne du circuit dans la fréquence de résonance qui est voisine de 2 kHz.

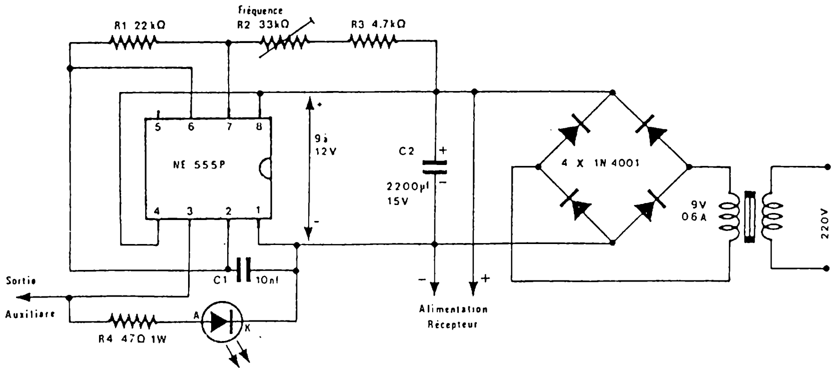



Fig. 5-6. — **Emetteur de rayons infrarouges modulés, permettant, à la réception, une distinction entre le rayonnement utile et la lumière ambiante.**

*Composants figure 5-6 (émetteur IR modulé) :*

C1 : 10 nF, diélectrique plastique
C2 : 220 µF, 15 V
R1 : 22 kΩ
R2 : 33 kΩ, ajustable
R3 : 4,7 kΩ
Diodes à infrarouges LD 271, CQY 37, CQW 89 B ou similaire
Redresseur (4 × 1 N 4001 ou pont moulé)
Transformateur d'alimentation 6 V, 0,3 A.
Circuit intégré NE 555

Après démodulation (D1, D3) on procède à une limitation (D2), puis à une amplification de la composante continue issue de la démodulation. Par C7, D4, D5 on obtient un circuit de « prolongation » qui fait que le triac est actionné, à chaque excitation, pendant plusieurs dizaines de secondes, même si la liaison opto-électronique entre émetteur et récepteur ne s'est trouvée coupée que pendant un très bref instant. Cela peut notamment être utile dans le cas de la commande destinée à donner la lumière à une personne qui la franchit. On peut modifier la durée de prolongation en agissant sur la valeur de C7 dont chaque microfarad correspondra à une temporisation de 5 à 15 s.

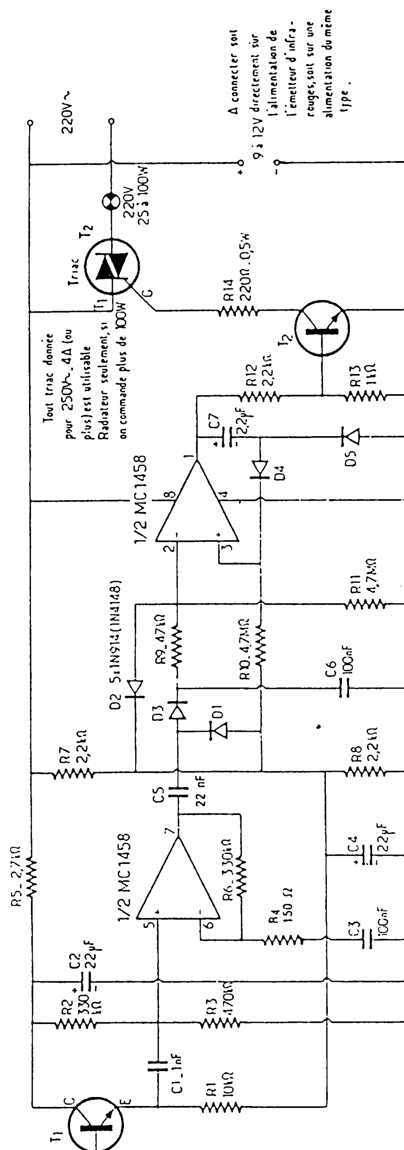



Fig. 5-7. — Récepteur sélectif, pour barrière opto-électronique, à utiliser avec l'émetteur de la figure 5-6. L'ampoule, commandée par le triac peut être remplacée par une sirène d'alarme.

Pour la réalisation, la figure 5-8 propose un circuit équipé de composants classiques, c'est-à-dire assez grands. En fait, on peut gagner de la place en utilisant des résistances de l'ordre de 0,1 W ce qui est suffisant dans tous les cas, sauf pour R14 (0,5 W). En faisant également appel à des condensateurs électrolytiques au tantale, type « goutte », on arrive ainsi au plan de la figure 5-9, plus dense sans présenter pour autant de plus grandes difficultés de réalisation.

La mise au point consiste à accorder l'émetteur sur la fréquence de sélection du récepteur. Elle est très aisée, quand on dispose d'un appareil (oscilloscope, millivoltmètre BF) pour déterminer la composante alternative

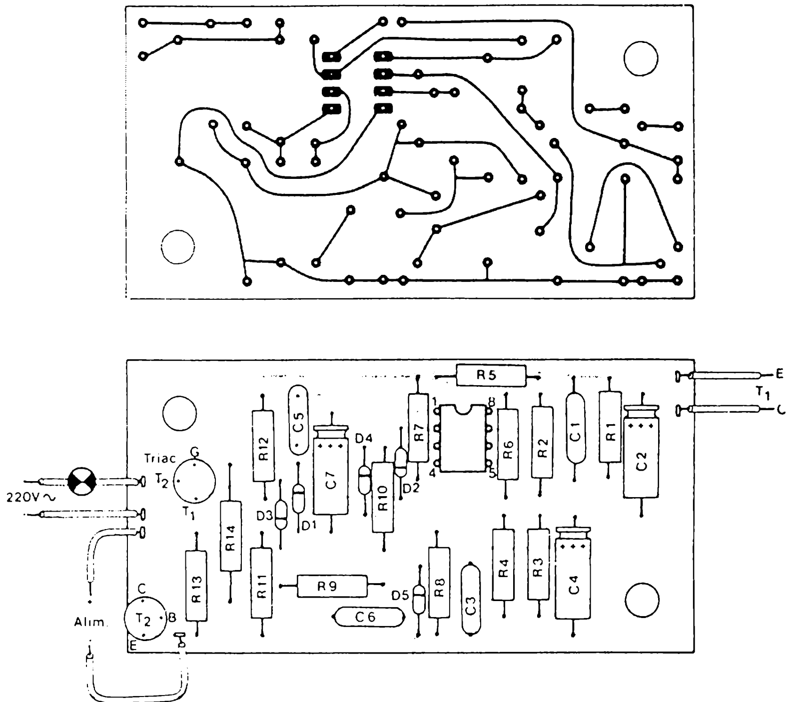



**Fig. 5-8. — Circuit imprimé pour le récepteur de la figure 7 prévu pour composants d'assez grandes dimensions. La plaquette mesure 43 × 85 mm.**

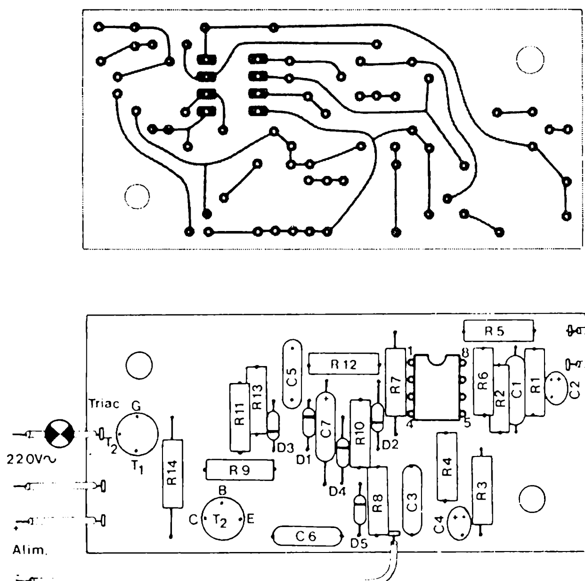



**Fig. 5-9. — Autre version du circuit imprimé pour le récepteur de la figure 5-7, conçue pour composants de taille réduite. Dimensions : 35 × 75 mm**

***Composants figures 5-7 à 5-9 (récepteur barrière, signal modulé) :***

C1 : 1 nF, céramique ou diélectrique plastique
C2 : 22 µF, 15 V, électrolytique
C3 : 100 nF, diélectrique plastique
C4 : 22 µF, 15 V, électrolytique
C5 : 22 nF, diélectrique plastique
C6 : 100 nF, diélectrique plastique
C7 : 2,2 µF, 25 V électrolytique (de préférence tantale)
D1 à D5 : 1 N 4148, 1 N 914 ou similaire
R1 : 10 kΩ
R2 : 330 kΩ
R3 : 470 kΩ
R4 : 2,7 kΩ
R6 : 330 kΩ
R7, R8 : 2,2 kΩ
R9 : 47 kΩ
R10, R11 : 4,7 MΩ
R12 : 2,2 kΩ
R13 : 1 kΩ
R14 : 220 Ω, 0,5 W
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
T2 : 2 N 2219, BC 140-16 ou BC 635
Triac pour 220 V et au moins 2 A. Sans radiateur, pour ampoule jusqu'à 100 W.
Double amplificateur opérationnel MC 1458 (double 741)

de sortie du premier étage d'amplification (borne 7 du CI), laquelle passera par un maximum à l'accord exact, du moins si on prend la précaution d'opérer à une distance suffisante pour qu'il n'y ait pas saturation. En se basant uniquement sur l'action du triac, on peut effectuer l'accord de l'émetteur en remarquant qu'à une distance donnée, la sensibilité sera d'autant plus grande que la désorientation admissible est plus forte. Lors de cette opération, on aura avantage à démonter C7, pour une pas être gêné par le retard de prolongation que ce condensateur provoque à chaque amorçage du triac. Lors de la désorientation progressive, on s'arrangera pour rendre impossible toute réflexion parasite sur un objet se trouvant dans le voisinage.

Par ailleurs, les modules des figures 5-6 et 5-7 sont parfaitement utilisables pour une barrière à réflexion. On peut ainsi les installer d'un même côté d'un couloir, et les orienter de façon que la réflexion se produise sur la paroi opposée. Cependant, la distance entre les deux modules devra être assez grande (1 m environ) pour éviter qu'une réflexion sur les vêtements d'une personne qui franchit la barrière, ne rende inefficace l'effet de celle-ci.

## BARRIÈRE À RÉFLEXIONS MULTIPLES ET À DÉMODULATION SYNCHRONE

Pour franchir impunément une barrière opto-électronique, il suffit, en principe, de ramper à plat ventre. A moins, évidemment, que le réalisateur ait prévu plusieurs barrières, l'une au-dessus de l'autre, ou encore, comme le montre la figure 5-10, une barrière à réflexion multiples, telle qu'on peut l'installer dans un couloir ou sur un encadrement de porte.

Il reste alors, à l'intrus, la possibilité, du moins théorique, de venir avec un émetteur de rayonnement modulé suffisamment puissant et à spectre suffisamment étendu pour qu'il puisse déjouer la barrière même dans le cas d'une différence entre les fréquences d'accord. Le remède, c'est la démodulation synchrone. Elle implique une liaison auxiliaire, par fil, entre émetteur et récepteur, ce qui permet à ce dernier de vérifier, par comparaison, si ce qu'il reçoit par voie optique, est bien identique, en fréquence et même en phase, à ce que l'émetteur rayonne. Impliquant une sélectivité très élevée, ce procédé permet, accessoirement, une excellente protection contre le bruit dû à un éclairage ambiant. Il permet ainsi de couvrir une distance nettement plus grande que les circuits précédemment décrits.

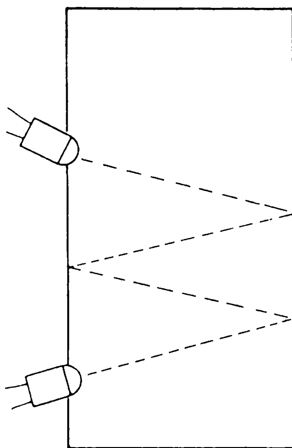


**Fig. 5-10. — Moyennant un émetteur puissant et un récepteur sensible, on peut réaliser une barrière à réflexions multiples, ne pouvant être franchie impunément ni en rampant, ni en sautant.**

L'émetteur est toujours celui de la figure 5-6, mais on se sert, cette fois-ci, de la sortie auxiliaire. On la relie, par un fil blindé, à l'entrée correspondante du récepteur dont le schéma est représenté dans la figure 5-11. La différence essentielle, par rapport à la figure 5-7, réside dans le remplacement des diodes de démodulation par un transistor à effet de champ, T2, utilisé en « chopper » et commandé directement par l'émetteur. Accessoirement, ce récepteur comporte un ajustage de sensibilité, R14, qui permet d'approcher au maximum la limite de bruit, laquelle dépend de l'intensité de l'éclairage ambiant.

Certains éléments, dont les valeurs sont entourées d'un cercle dans le schéma, permettent des modifications optionnelles. En omettant R1 et en prenant R2 = 10 k$\Omega$, on obtient une très bonne protection contre la lumière ambiante. On peut ainsi utiliser le dispositif à l'extérieur, pour protéger une porte (d'entrée ou de balcon), en travaillant avec réflexion simple ou multiple, soit entre les deux montants de la porte, soit entre linteau et seuil, en veillant toutefois que le soleil ne puisse jamais frapper le phototransistor, ni directement, ni par forte réflexion. Pour minimiser l'influence de la lumière ambiante, on devra, de plus, procéder à une orientation très soignée des éléments opto-électroniques, et on devra ajuster la sensibilité

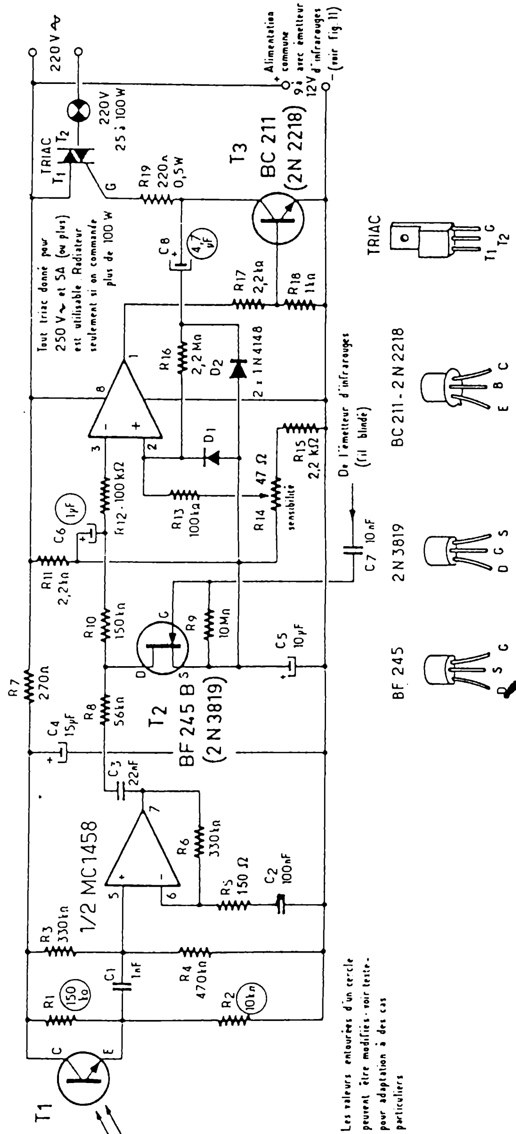



Fig. 5-11. — Récepteur à démodulation synchrone, pour barrière à grande distance ou à réflexions multiples.

au minimum compatible avec une bonne sécurité de fonctionnement. A l'intérieur, on pourra, toujours sans monter R1, prendre R2 = 100 kΩ, si on opère la réflexion sur un mur qui ne peut être frappé par le soleil. On obtient alors une sensibilité nettement plus grande, très utile pour des réflexions multiples. Pour certaines applications, il peut être intéressant que la barrière réponde d'elle-même quand on essaie de l'aveugler par un éclairement intense. Cela est possible si on s'arrange pour que T1 se trouve saturé dès que l'éclairage ambiant dépasse un certain niveau. Pour cela, il convient de prendre R1 = 150 kΩ et d'utiliser pour R2 une résistance ajustable de 2,2 MΩ à laquelle on donne, expérimentalement, la valeur qui correspond au niveau de lumière ambiant qu'on souhaite comme seuil de fonctionnement.

Le filtrage de démodulation est effectué par C6. Le bruit, éventuellement dû à un fort éclairage ambiant, sera d'autant plus atténué que la valeur de C6 est plus forte. Néanmoins, C6 retarde la réponse de la bascule. On peut donc augmenter C6, jusqu'à 10 µF au moins, dans le cas de la protection d'une porte, où l'intrus est obligé de s'arrêter au moins pendant quelques secondes. Il en est différemment dans le cas d'un couloir qu'on peut longer en courant, car un filtrage trop poussé empêcherait alors la barrière de répondre.

De toute façon, on a prévu un circuit de prolongation grâce auquel le dispositif actionne pendant plusieurs dizaines de secondes même dans le cas d'une excitation très brève. C'est C8 qui détermine la constante de temps de ce circuit, la durée de prolongation étant de 10 é 20 s par microfarad de C8. La valeur de ce condensateur peut être modifiée dans de larges limites.

Dans la figure 5-11, le triac commande une ampoule. On peut, bien entendu, la remplacer par une sirène d'alarme, si on préfère une dissuasion par le bruit à une dissuasion par la lumière.

La figure 5-12 montre le plan du circuit imprimé du récepteur de la barrière. Pour l'accord de l'émetteur, on procède comme précédemment (maximum de signal sur la sortie 7 du CI). Lors de l'ajustage de sensibilité (R14), on a avantage à remplacer C8 provisoirement par 100 nF, pour ne pas avoir à attendre le délai de prolongation lors de chaque opération. On travaille avec le maximum d'éclairage ambiant auquel on doit s'attendre en exploitation normale, et on ajuste R14, quand la barrière se trouve coupée, de façon à rester encore loin de la limite à partir de laquelle le bruit provoque des déclenchements intempestifs du triac. Cessant de couper la barrière, on oriente ensuite les éléments opto-électroniques de façon que le triac reste bien bloqué dans cette position de repos.

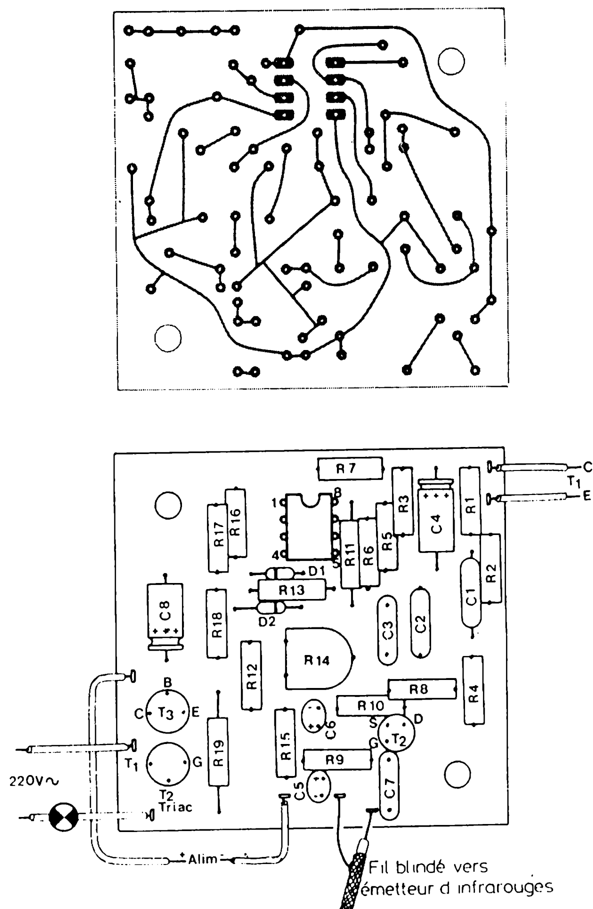



**Fig. 5-12. — Circuit imprimé du récepteur de barrière à démodulation synchrone. Dimensions : 55 × 58 mm.**

***Composants figures 5-11 et 5-12 (récepteur démod. synchrone) :***

C1 : 1 nF, céramique ou diélectrique plastique
C2 : 100 nF, diélectrique plastique
C3 : 22 nF, diélectrique plastique
C4 : 15 µF, 20 V, électrolytique
C5 : 10 µF, 20 V, tantale
C6 : 1 µF, 20 V, électrolytique ou tantale
C7 : 10 nF, diélectrique plastique
C9 : 4,7 µF, électrolytique
D1, D2 : 1 N 4148 ou similaires
R1 : 150 kΩ
R2 : 10 kΩ
R3 : 330 kΩ
R4 : 470 kΩ
R5 : 150 Ω
R6 : 330 kΩ
R7 : 270 Ω
R8 : 56 kΩ
R9 : 10 MΩ
R10 : 150 kΩ
R11 : 2,2 kΩ
R12, R13 : 100 kΩ
R14 : Potentiomètre ajustable 47 Ω
R15 : 2,2 kΩ
R16 : 2,2 MΩ
R17 : 2,2 kΩ
R18 : 1 kΩ
R19 : 220 Ω, 0,5 W
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
T2 : BF 245 B ou 2 N 3819
T3 : 2 N 2218, BC 140-16, BC 211 ou BC 635
Triac pour 220 V et au moins 2 A. Sans radiateur, pour ampoule jusqu'à 100 W.
Double amplificateur opérationnel MC 1458 (double 741)

## DE LA LUMIÈRE POUR VOTRE VISITEUR

Sur les vêtements ou sur la peau d'une personne, la réflexion du rayonnement infrarouge s'opère avec un rendement certes moindre que dans le cas d'un mur lisse, mais le procédé est parfaitement utilisable pour détecter l'approche d'une personne, même à une distance supérieure à 1 m. On peut ainsi l'utiliser pour allumer, devant l'entrée d'une habitation, une lumière dès qu'une personne s'approche.

L'émetteur à utiliser étant toujours celui de la figure 5-6, la figure 5-13 montre seulement le schéma du récepteur. Il est à démodulation synchrone, comme celui de la figure 5-11, mais il en diffère notamment du fait d'une inversion au niveau des entrées 2 et 3 du circuit intégré. Le circuit de réception, qui servira aussi pour les deux applications qui suivent, se trouve séparé par un trait pointillé du circuit d'utilisation, comportant un transistor et un triac. Ce dernier est actionné non plus en absence, mais en présence d'un rayonnement, capté par le phototransistor.

Fig. 5-13. — Ce schéma pour détecteur d'approche à démodulation synchrone a été élaboré en apportant quelques modifications à celui du récepteur de barrière, figure 5-11.

Quant aux valeurs entourées d'un cercle, les remarques faites pour la figure 5-11 restent valables, à ceci près qu'une forte lumière provoque maintenant une saturation de l'étage d'entrée. On peut donc s'arranger pour que le dispositif ne fonctionne que la nuit, simplement en prenant R1 = 150 kΩ (fixe) et R2 = 2,2 MΩ (ajustable), et en agissant sur cette dernière valeur de façon à obtenir le seuil d'éclairement à partir duquel le fonctionnement du circuit n'est plus souhaitable.

Comme précédemment, un délai de prolongation a été prévu, et il est de 30 s environ par microfarad de C8.

Alors que des éléments opto-électroniques très directifs sont avantageux dans le cas d'une barrière, il peut être souhaitable de balayer un angle plus large avec un détecteur d'approche. Pour cela, on utilisera, du côté émission, plusieurs diodes qu'on oriente de façon légèrement différente, et à la réception un phototransistor à grand angle d'ouverture.

La figure 5-14 montre le plan du circuit imprimé de ce récepteur pour détecteur d'approche. Quant aux ajustages, les remarques faites pour la figure 5-11 restent valables, compte tenu du fait que le triac est maintenant actionné par la présence d'un rayonnement.

***Composants figures 5-13 et 5-14 (détecteur d'approche) :***

C1 : 1 nF, céramique ou diélectrique plastique
C2 : 100 nF, diélectrique plastique
C3 : 22 nF, diélectrique plastique
C4 : 50 μF, 20 V, électrolytique
C5 : 10 μF, 20 V, tantale
C6 : 1 μF, 20 V, électrolytique ou tantale
C7 : 10 nF, diélectrique plastique
C9 : 1 μF, électrolytique
D1 : 1 N 4148
R1 : 150 kΩ
R2 : 10 kΩ
R3 : 330 kΩ
R4 : 470 kΩ
R5 : 150 Ω
R6 : 56 kΩ
R7 : 270 Ω
R8 : 56 kΩ
R9 : 10 MΩ
R10 : 150 kΩ
R11 : 2,2 kΩ
R12, R13 : 100 kΩ
R14 : Potentiomètre ajustable 68 Ω
R15 : 2,2 kΩ
R16 : 10 MΩ
R17 : 2,2 kΩ
R18 : 1 kΩ
R19 : 220 Ω, 0,5 W
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
T2 : BF 245 B ou 2 N 3818
T3 : 2 N 2218, BC 140-16, BC 211 ou BC 635
Triac pour 220 V et au moins 2 A. Sans radiateur, pour ampoule jusqu'à 100 W.
Double amplificateur opérationnel MC 1458 (double 741)

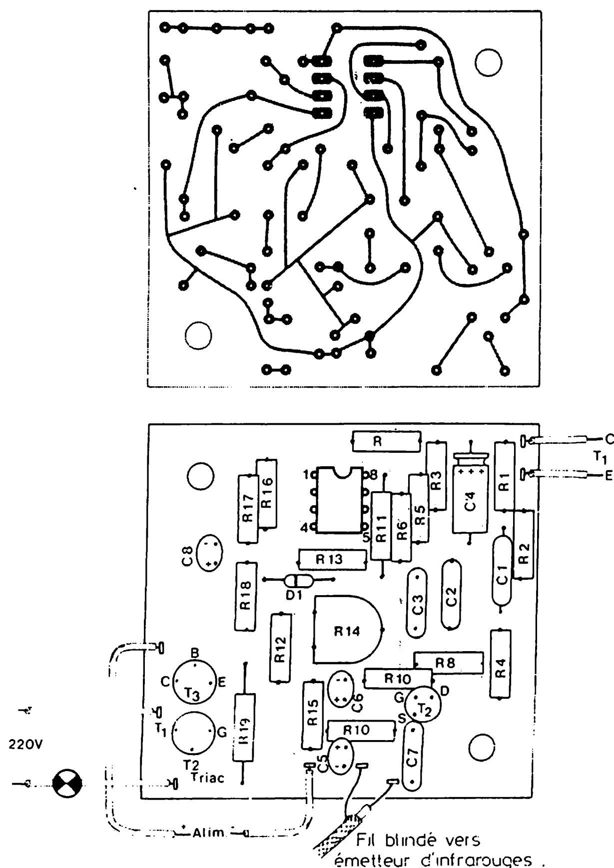



**Fig. 5-14. — Circuit imprimé pour le récepteur de détecteur d'approche à démodulation synchrone. Utilisé conjointement avec l'émetteur de la figure 5-6 son rayon d'action peut être de plusieurs mètres. Mêmes dimensions que pour la figure 5-12.**

# AVERTISSEUR SONORE D'APPROCHE

Le principe de la détection d'infrarouges réfléchis peut servir pour annoncer, par voie sonore, une personne s'approchant de votre demeure. Inversement, on peut ainsi disposer, à l'intérieur d'un véhicule, d'un indicateur signalant un obstacle proche. Bien entendu, le rayon d'action dépend, dans les deux cas, de la nature de la surface réfléchissante.

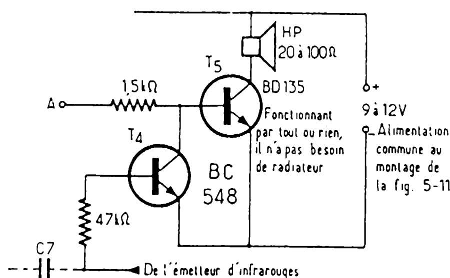



**Fig. 5-15. — Modification du circuit de la figure 5-13 remplaçant le triac et sa charge par un amplificateur qui produit, en cas de détection d'approche, un son strident dans un haut-parleur.**

*Composants figure 5-15 (avertisseur d'approche) :*

Résistances : 1,5 k$\Omega$ et 47 k$\Omega$
Transistors : BC 548 B et BD 135 (ou équivalents)
Haut-parleur, impédance 20 à 100 $\Omega$.

La figure 5-15 montre le circuit qui remplace, pour cette application, tout ce qui suit le trait pointillé dans la figure 5-13. Ce nouveau circuit sert à produire, dans un haut-parleur, un son strident. On utilise, pour cela, le multivibrateur de l'émetteur, lequel travaille sur une fréquence voisine de 2 kHz environ. Ce signal est commuté sur le haut-parleur, dès que le phototransistor reçoit un rayonnement réfléchi.

# CARILLON ET LUMIÈRE AUTOMATIQUES

Pour recevoir vos visiteurs d'une façon particulièrement agréable, vous pouvez faire appel au détecteur d'approche pour actionner un carillon et pour allumer (la nuit) une lumière extérieure.

Le schéma, donné dans la figure 5-16, est encore un complément du détecteur de la figure 5-13. Cependant, on n'a plus besoin de la prolongation pour l'application envisagée, c'est-à-dire qu'on peut supprimer, dans le schéma de la figure 5-13, les composants D1, C8, R16. Les deux Ne 555 sont utilisés comme triggers dans le circuit de la figure 5-16. Le premier actionne un carillon, déjà installé dans l'habitation, et dont le fonctionnement est tel qu'il produit un premier son quand on appuie, puis un deuxième quand on lâche le bouton de sonnerie. Cette double action est

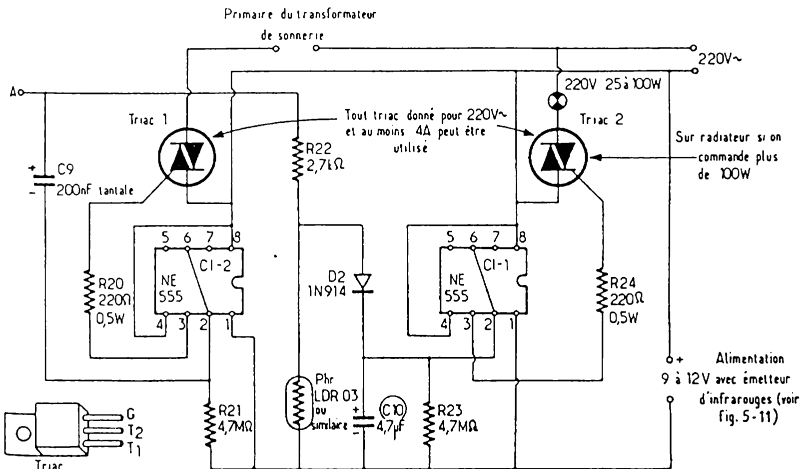



**Fig. 5-16. — Autre complément au détecteur d'approche. Il salue votre visiteur par le déclenchement automatique d'un carillon, et la nuit, il lui allume simultanément un éclairage extérieur.**

*Composants figures 5-16 et 5-17 (carillon et lumière) :*

C9 : 200 nF, tantale (ou 220 nF, diélectrique plastique)
C10 : 4,7 μF, 20 V, électrolytique
D2 : 1 N 4148 ou similaire
Phr : Photorésistance LDR 03 ou LDR 05
R20 : 220 Ω, 0,5 W
R21 : 4,7 MΩ
R22 : 2,7 kΩ
R23 : 4,7 MΩ
R24 : 220 Ω, 0,5 W
2 Circuits intégrés NE 555
2 Triacs pour 220 V et au moins 2 A. Sans radiateur, pour ampoule jusqu'à 100 W.

accomplie à l'aide de CI 2, et ce par différenciation (C9, R21) du signal arrivant du détecteur d'approche. Le délai est de 2 s environ. Il n'est peut-être pas toujours commode de commander le carillon par l'intermédiaire de son transformateur. On peut alors envisager une commande directe du carillon par le trigger CI 2, mais cela n'est possible que si on dispose d'un carillon qu'on peut alimenter directement en continu (9 à 12 V) et qui ne consomme pas plus de 150 mA. Il suffit de le connecter entre les sorties 3 et 8 de CI 2, en omettant R20 et le triac 1.

La lumière est commandée par CI 3 et le triac 2, et ce dès que le détecteur reçoit un rayonnement réfléchi sur une personne qui s'approche. Néanmoins, la lumière reste encore allumée quand le visiteur a quitté le champ d'action du détecteur, et ce pendant un délai qui dépend de la valeur de C10 (3 à 6 s par microfarad de C10). Au besoin, on peut augmenter C10 jusqu'à au moins 50 μF.

Pour empêcher le fonctionnement diurne de la lumière, on prévoit la photorésistance Phr qui forme diviseur avec R22. Cette photorésistance est à orienter vers l'extérieur, et ce de façon qu'elle ne soit pas frappée directement par l'ampoule du circuit. Au besoin, on peut augmenter R22, si on désire que le dispositif fonctionne seulement si l'obscurité est relativement profonde. Dans le cas contraire, il suffit d'obturer une partie de la surface réceptrice de la photorésistance par un ruban adhésif non translucide.

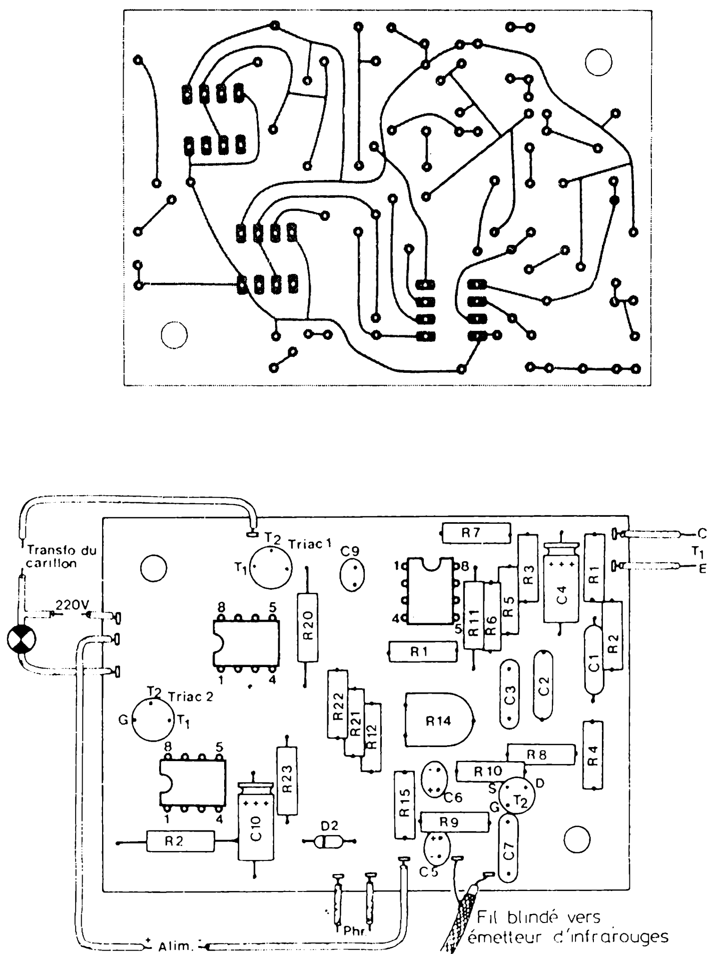
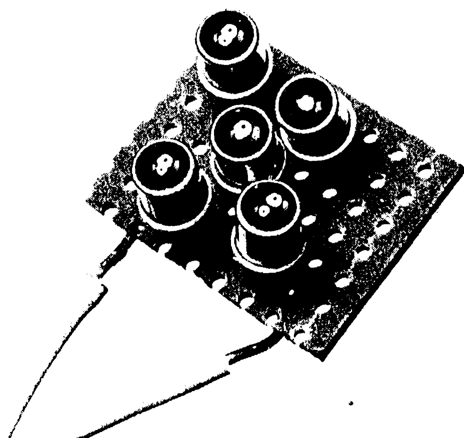



**Fig. 5-17. — Circuit imprimé réunissant le détecteur d'approche avec le montage correspondant au schéma de la figure 5-16. Dimensions : 55 × 78 mm.**

Si on désire que la commande d'éclairage fonctionne nuit et jour, il y a une solution plus simple que celle consistant à omettre la photorésistance de la figure 5-16. Elle consiste à conserver entièrement le circuit de la figure 5-13 (qui effectue déjà une commande d'ampoule) et d'y ajouter simplement la partie « carillon » de la figure 5-16, soit CI 2, C9, R20, R21 et le triac.

Le plan de la figure 5-17 réunit ce qu'il convient d'utiliser du circuit de la figure 5-13 avec le montage correspondant à la figure 5-16. Pour la mise au point, il suffit de se conformer aux indications données pour la figure 5-13.



**Plaquette supportant cinq diodes d'émission, connectées en série.**

CHAPITRE VI

# DÉTECTION PASSIVE DE MOUVEMENTS

Les détecteurs pyroélectriques dont il avait été question au chapitre III peuvent être utilisés pour détecter directement (sans qu'il y ait besoin d'un émetteur d'infrarouges) des mouvements de corps ou de masses dont la température diffère de quelques degrés de la température ambiante. Leur technique d'application est particulière du fait qu'il s'agit de détecteurs fugitifs qui ne mémorisent une modification de température que pendant un délai de l'ordre de la seconde.

Les schémas d'application qui suivent ont été empruntés des notices d'application des fabricants de détecteurs, Siemens pour le PID 11, RTC pour les autres exemples.

## CIRCUIT DE BASE POUR PID 11

Le schéma de la figure 6-1 est essentiellement un circuit d'expérimentation, car l'ampoule qu'il commande ne s'allume que pendant la durée de mémorisation du détecteur, soit quelques secondes. Bien entendu, cette durée de réponse est d'autant plus longue que le détecteur a été plus fortement impressionné, ce qui permet des comparaisons. Pour commander

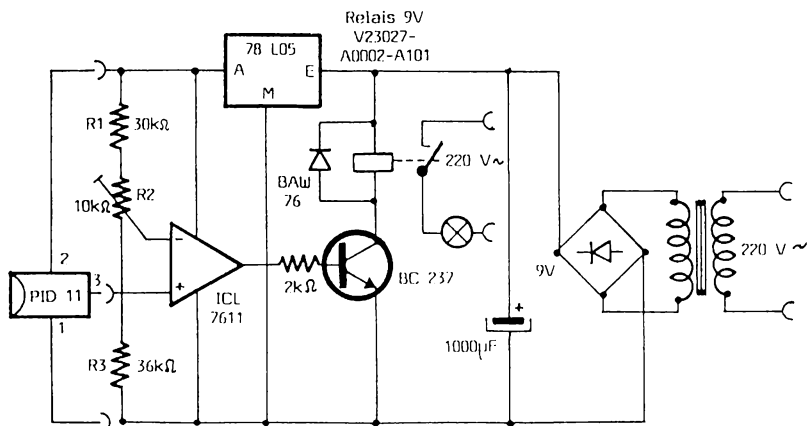



**Fig. 6-1. — Circuit expérimental permettant d'étudier le fonctionnement et les limites de sensibilité du détecteur pyroélectrique PID 11.**

un éclairage (ou une sirène, un sèche-mains, etc.) pendant une durée déterminée, il convient d'ajouter un temporisateur, tel qu'il sera illustré par les exemples donnés plus loin.

Le détecteur est alimenté, dans la figure 6-1, avec une tension de 5 V (stabilisé par un 78 L 05), sur ses broches 1 et 2. La sortie 3 est appliquée à l'entrée « plus » d'un amplificateur opérationnel ICL 7611, lequel est utilisé en comparateur. Il s'agit d'un amplificateur CMOS à faible consommation. On peut le remplacer par tout type dont la tension minimale de sortie est inférieure à 0,7 V, par rapport au négatif de l'alimentation.

L'entrée « moins » de cet amplificateur opérationnel aboutit sur le curseur de R2, ajustage de sensibilité. Quand on déplace ce curseur vers R1, la sensibilité sera minimale, mais la protection contre les perturbations thermiques sera optimale.

Bien qu'il ne comporte pas de filtre électrique, le montage est peu sensible aux perturbations dues à des lampes à incandescence. Quand une telle source d'éclairage se trouve, dans le sens vertical, à un angle de 30° de l'axe de visée du détecteur, il faut qu'elle produise au moins 800 lux

pour donner lieu à un effet identique à celui provoqué par une personne passant devant le détecteur à une distance de 1,5 m. Dans le sens horizontal, ce taux de protection est même de 3000 lux, alors que la lumière du soleil n'est nuisible que si elle atteint une intensité de 10000 lux dans le sens vertical, ou 20000 lux dans le sens horizontal, toujours avec un angle d'écart d'au moins 30°. Les lampes fluorescentes n'ont aucune influence sur le fonctionnement du détecteur. Pour minimiser l'effet des perturbations radioélectriques, il convient d'installer détecteur et amplificateur opérationnel sur une même platine, en les reliant avec des connexions courtes.

## ADAPTATION DES DÉTECTEURS PYROÉLECTRIQUES À FET

Les détecteurs pyroélectriques universels contiennent un transistor à effet de champ comme adaptateur d'impédance. En principe, on peut aussi l'utiliser comme préamplificateur, en le dotant d'une résistance de charge $R_L$, comme le montre la figure 6-2. L'ennui, c'est que l'intensité de drain $I_{DSS}$, avec laquelle le transistor travaille dans ces conditions, peut s'échelonner dans un rapport de 1 à 8, suivant dispersion à la fabrication.

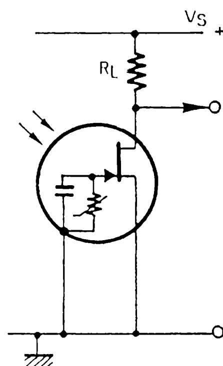



**Fig. 6-2. — L'utilisation du transistor à effet de champ avec une résistance de charge de drain aboutit à un gain maximal, mais implique des problèmes de dispersion.**

La tolérance sur le gain ne sera guère moindre, ce qui pose des problèmes lors d'une fabrication en série. On peut cependant utiliser le montage de la figure 6-2 lors d'une réalisation individuelle, et ce en déterminant, expérimentalement, la valeur de $R_L$ de façon à y observer une chute de tension approximativement égale au tiers de la tension d'alimentation.

On évite tout ennui d'ajustage en utilisant, comme dans la figure 6-3, le transistor en drain commun. Avec $R_L = 100\ k\Omega$, on obtient un gain légèrement inférieur à l'unité, mais pratiquement exempt de dispersion.

Pour l'amplification ultérieure, on a avantage à utiliser un amplificateur opérationnel à faible bruit, à moins que les conditions d'utilisation impliquent déjà un bruit thermique (déplacements de masses d'air, ensoleillement, éclairages) qui exclut toute utilisation à sensibilité élevée. Parmi les amplificateurs utilisables, on peut citer le NE 5533 A, dont le bruit est de 30 $nV/\sqrt{Hz}$ à 1 $H_z$, contre 150 $nV/\sqrt{Hz}$ pour le $\mu$A 741.

Toutefois, ce dernier, ou un amplificateur comparable quant au bruit, est utilisable, quand on le fait précéder du montage discret de la figure 6-4. On y utilise un PNP à faible bruit (BC 559 convient également) dans un circuit de rétroaction qui stabilise le gain en tension à 4,8. La dispersion ne se repercute plus que sur la tension de repos de sortie, laquelle peut être comprise entre 1 et 8 V.

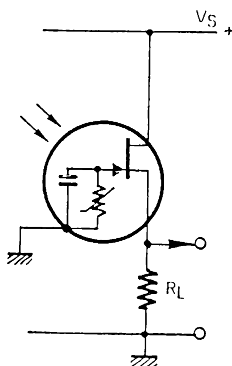



**Fig. 6-3. — La valeur élevée de la résistance de charge de source détermine un gain unitaire, avec très peu de dispersion.**

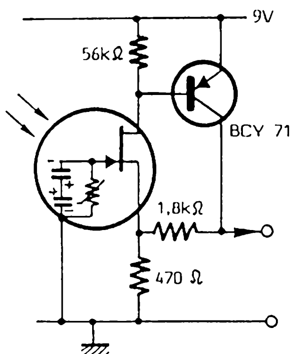



**Fig. 6-4. — L'étage d'adaptation à transistor PNP est la meilleure solution quant au bruit propre des composants actifs.**

Pour cette raison, on recommande une liaison par capacité vers l'entrée du circuit d'amplification qui assurera l'essentiel du gain en tension (environ 5000, pour les applications à forte sensibilité). Dans ce circuit, on a avantage à utiliser, comme on le verra plus loin, deux amplificateurs opérationnels constituant un filtre actif dont la bande passante s'étend approximativement de 0,1 à 2 Hz.

## COMMANDE AUTOMATIQUE D'ÉCLAIRAGE

Le détecteur pyroélectrique est un moyen simple pour commander une source d'éclairage quand une personne entre dans une pièce, dans un garage ou quand elle emprunte un escalier, un couloir. Le plus souvent, ce détecteur commande alors une minuterie laquelle est relancée lors de l'observation de tout nouveau mouvement. Ce principe s'applique surtout à des endroits de passage, ou encore à des pièces (archives, offices) ou on entre souvent les bras chargés d'objets qu'on dépose pour repartir aussitôt. Dans les salles d'archives couvrant plusieurs centaines de mètres carrés, il sera peu économique d'allumer partout dès qu'une personne entre. On procédera donc à une subdivision en zones d'éclairage, chacune étant commandée par un détecteur pyroélectrique individuel.

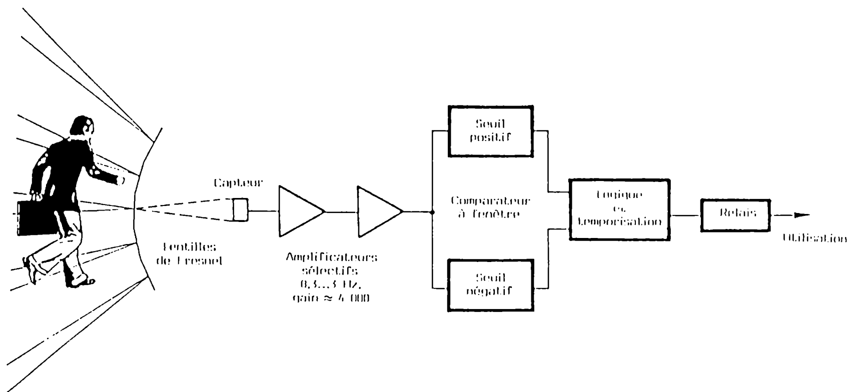
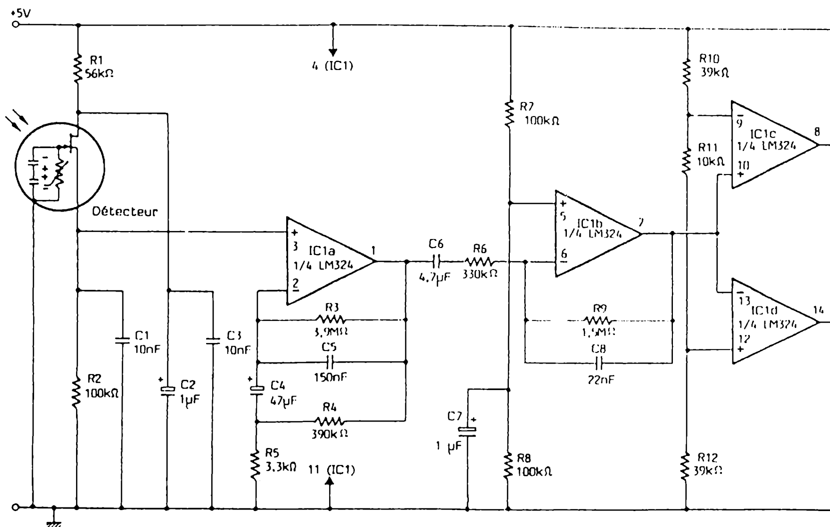



**Fig. 6-5. — Le détecteur pyroélectrique est suivi d'un amplificateur à grand gain et d'un comparateur à seuil prenant en compte des variations dans les deux sens.**



La méthode de la minuterie n'est évidemment guère à recommander pour une pièce où on peut s'assoir pour lire, écrire, regarder la télévision. Encore que cela puisse, à la limite, être rationnel dans le cas de la chambre d'un enfant plutôt remuant et ayant tendance à oublier la lumière en sortant ou en s'endormant. Dans tous les autres cas, il reste la solution de la commutation double : allumage automatique non temporisé, extinction manuelle.

La mise en œuvre du détecteur pyroélectrique relève, évidemment, d'un même principe pour la commande d'éclairage et pour l'installation d'alarme. La figure 6-5 montre que, dans les deux cas, le capteur est suivi d'un amplificateur sélectif à grand gain, lequel est en mesure de fournir une tension suffisante pour attaquer un comparateur à fenêtre. Les deux éléments de ce dernier sont sensibles à des variations de tension de signe opposé. Cependant, ils fournissent tous deux une impulsion positive de sortie, quand leur seuil d'entrée se trouve dépassé.

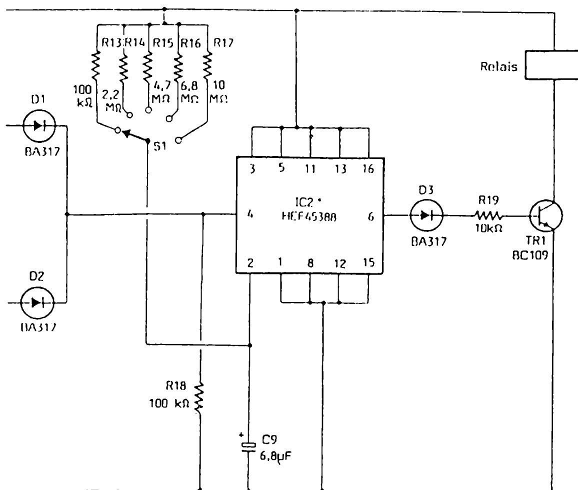



**Fig. 6-6. — Circuit d'utilisation d'un détecteur pyroélectrique, pour commande d'éclairage, comprenant amplificateur sélectif, comparateur à fenêtre et temporisateur commutable.**

***Composants figure 6-6 (commande d'éclairage) :***

C1 : 10 nF, céramique ou diélectrique plastique
C2 : 1 µF, 25 V, électrolytique
C3 :10 nF, céramique ou diélectrique plastique
C4 : 47 µF, 10 V, électrolytique
C5 : 150 nF, diélectrique plastique
C6 : 4,7 µF, 25 V, électrolytique
C7 : 1 µF, 25 V, électrolytique
C8 : 22 nF, diélectrique plastique
C9 : 68 µF, électrolytique (tantale, de préférence)
D1, D2, D3 : BA 317 ou 1 N 4148
IC1 : Quadruple amplificateur opérationnel LM 324
IC2 : Double monostable HEF 4538 B ou CD 4538 B
R1 : 56 kΩ
R2 : 100 kΩ
R3 : 3,9 MΩ
R4 : 390 kΩ
R5 : 3,3 kΩ
R6 : 330 kΩ
R7, R8 : 100 kΩ
R9 : 1,5 MΩ
R10 : 39 kΩ
R11 : 10 kΩ
R12 : 39 kΩ
R13 : 100 kΩ
R14 : 2,2 MΩ
R15 : 4,7 MΩ
R16 : 6,8 MΩ
R17 : 10 MΩ
TR1 : BC 109 ou BC 549 B.
Relais pour commutation 220 V et répondant à 5 V, 50 mA.
Commutateur 5 positions
Détecteur pyroélectrique

La logique qui suit est, dans le cas le plus simple, un OU qui déclenche le temporisateur. Pour minimiser l'effet des perturbations, on peut, comme on le verra plus loin, ajouter un compteur qui ne valide le temporisateur que s'il a enregistré un minimum d'impulsions dans un temps donné.

La figure 6-6 montre le schéma d'une commande automatique d'éclairage. Etant donné le gain élevé de l'amplificateur, on doit soigner le filtrage de la tension d'alimentation du détecteur pyroélectrique (R1, C2, C3). Pour le traitement analogique du signal, on utilise un quadruple amplificateur opérationnel LM 324. Les éléments a et b constituent l'amplificateur sélectif dont la figure 6-7 présente la courbe de réponse. Les deux autres éléments forment le comparateur à fenêtre dont les seuils sont déterminés par R10, R11 et R12.

La logique de prise en compte se ramène, dans le cas de la figure 6-6, à un OU câblé (D1, D2, R18). Il attaque un double monostable HEF 4538 B dont un seul élément est utilisé. Les broches 7, 9, 10 et 14 restent ouvertes.

Quand le commutateur des durées se trouve sur R13, l'éclairage se maintient pendant 7 secondes environ. Pour R14 à R17, cette durée est respectivement de 2,5, 5,5, 7,5 et 11 minutes.

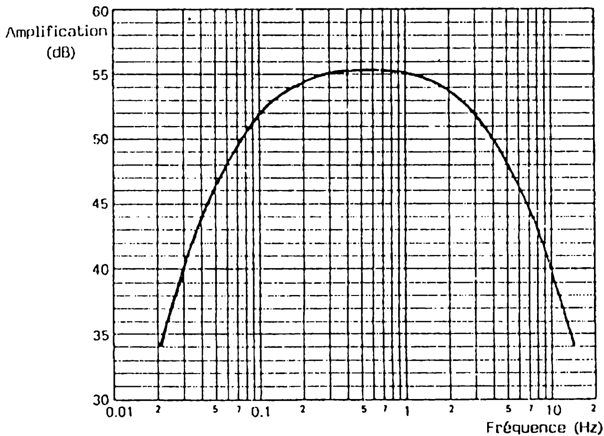



**Fig. 6-7. — Réponse en fréquence de l'amplificateur sélectif à très basse fréquence du circuit de la figure 6-6.**

Le montage proposé peut être utilisé avec un détecteur pyroélectrique simple, sans lentille. Sa portée est alors de 2 à 3 mètres. Cette portée sera plus que triplée quand on fait appel à un détecteur double, mais il faut alors obligatoirement le munir d'un système de lentilles de Fresnel, tel qu'il a été décrit au chapitre III.

Pour l'alimentation (5 V), on pourra faire appel au montage de la figure 6-8, lequel sera précédé d'un circuit de redressement et de filtrage, fournissant 7,7 à 25 V sous au moins 100 mA. Pour que le détecteur puisse

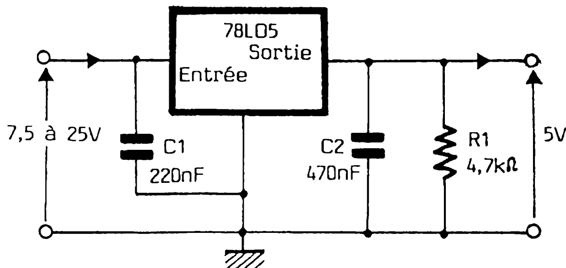



**Fig. 6-8. — Circuit d'alimentation régulée pour la commande automatique d'éclairage de la figure 6-6.**

***Composants figure 6-8 (alimentation) :***

C1 : 220 nF, diélectrique plastique
C2 : 470 nF, diélectrique plastique
R1 : 4,7 kΩ
Régulateur : 78 L 05 ou similaire

prendre en compte tous les mouvements, dans une pièce d'habitation, on a avantage à le disposer au plafond, comme le montre la figure 6-9, et en voisinage de la porte.

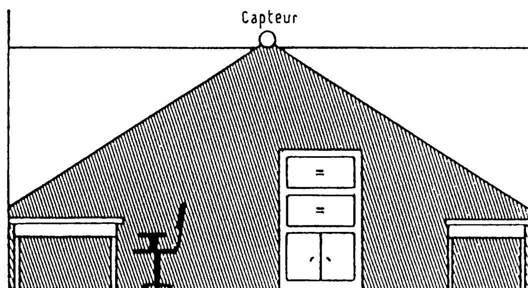



**Fig. 6-9. — Il est avantageux de diposer le détecteur au plafond de la pièce dont il commande l'éclairage.**

## DÉTECTEUR D'INTRUS

Le principe de base étant identique pour la commande d'éclairage et pour l'installation d'alarme, le circuit de la figure 6-10 ressemble fortement à celui de l'exemple précédent. Cependant, le gain de l'amplificateur sélectif est plus élevé (66 au lieu de 55 dB), et la figure 6-11 montre que le centre de la bande passante correspond à une fréquence plus élevée que dans le cas examiné plus haut.

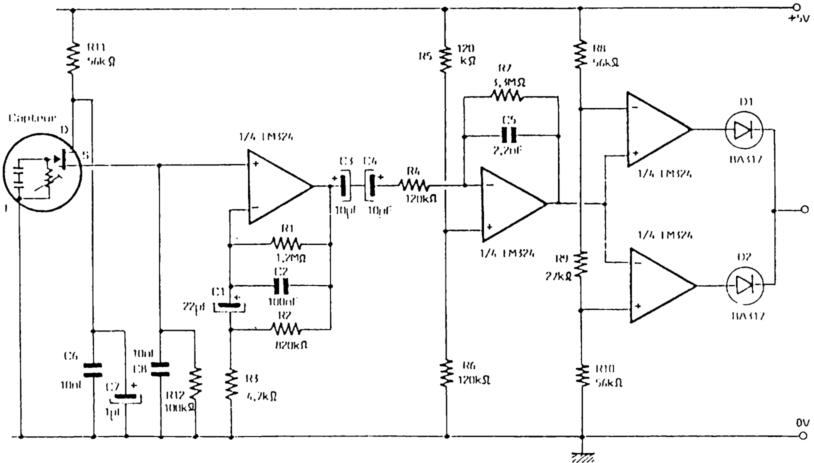



**Fig. 6-10. — Le circuit de traitement analogique du détecteur d'intrus comporte un amplificateur sélectif de deux étages et un discriminateur à fenêtre.**

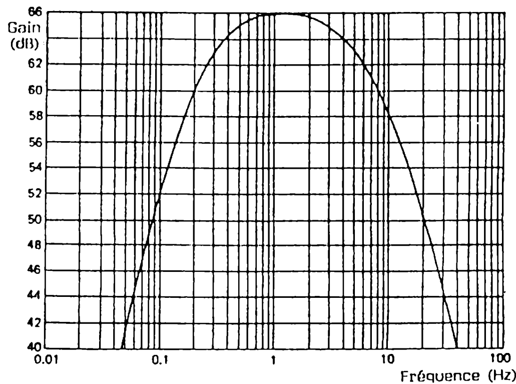



**Fig. 6-11. — Pour corriger l'inertie du détecteur pyroélectrique, on doit utiliser un amplificateur sélectif d'un gain d'autant plus fort que ses fréquences de coupure sont plus élevées.**

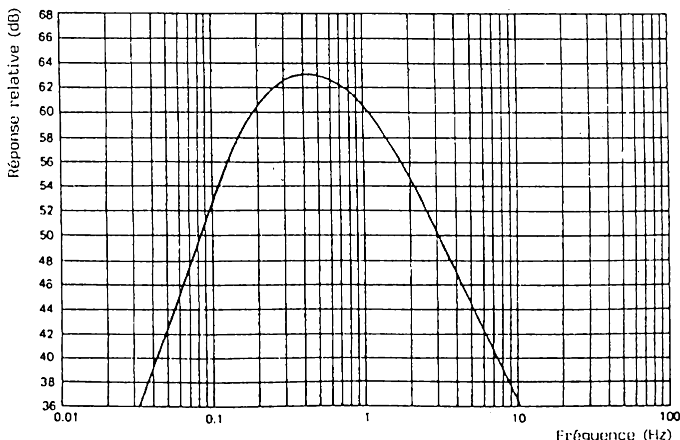



**Fig. 6-12. — La réponse globale du détecteur de la figure 6-10 tient compte de l'inertie du capteur ainsi que de la sélectivité de son amplificateur.**

En combinant la réponse de l'amplificateur avec celle du détecteur pyroélectrique, on obtient la courbe de la figure 6-12. Elle correspond à une réponse optimale pour une vitesse de déplacement comprise entre 0,3 et 0,6 m/s, et ce dans un rayon de 12 mètres. A la vitesse indiquée, il faut environ 3 minutes pour franchir 100 mètres. Courir dix fois plus vite n'est pas une performance, mais peut être un moyen pour échapper à un détecteur d'intrus qui se trouverait installé sur une « ligne droite ». On a donc intérêt à disposer le capteur à un endroit où il est difficile de se mouvoir très rapidement, derrière une porte, par exemple.

La forte sensibilité du capteur favorise les perturbations thermiques et électriques, susceptibles de se traduire par des fausses alarmes. On peut s'en protéger en exploitant le fait qu'un intrus, se déplaçant devant un détecteur muni d'une optique multifoyers, va déclencher plusieurs impulsions successives dans un temps relativement limité.

A titre d'exemple, la figure 6-13 montre un circuit qui ne répond que s'il a enregistré trois impulsions successives dans un délai de 10 secondes. Ce délai est déterminé par les composants R12 et C7 de l'un des deux monostables qui sont contenus dans le circuit intégré HEF 4538 B. Le déclenchement se fait par l'impulsion d'entrée, laquelle se trouve également appliquée à un compteur-décodeur HEF 4017 B. Au bout des dix secondes, le

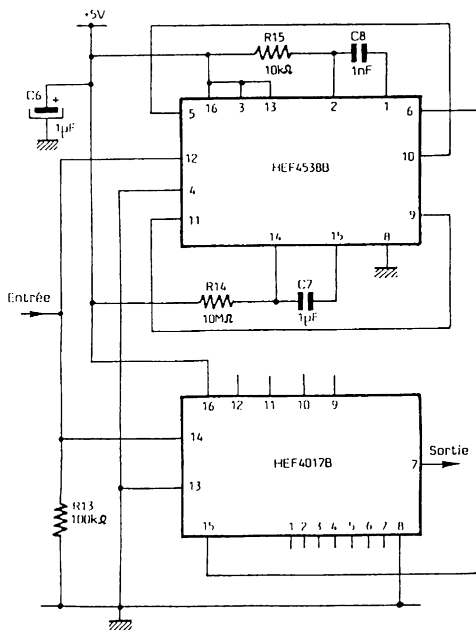



**Fig. 6-13. — Cette logique n'autorise l'émission d'un signal d'alarme que si trois impulsions de détection de mouvement ont été enregistrées dans un delai de 10 secondes.**

***Composants figures 6-10 et 6-13 (détecteur d'intrus) :***

C1 : 22 µF, 25 V, électrolytique
C2 : 100 nF, diélectrique plastique
C3, C4 : 10 µF, 25 V, électrolytique
C5 : 2,2 nF, diélectrique plastique
C6 : 1 µF, 25 V, électrolytique
C7 : 1 µF,diélectrique plastique
C8 : 1 nF, diélectrique plastique
D1, D2 : BA 317 ou 1 N 4148
R1 : 1,2 MΩ
R2 : 820 kΩ
R3 : 4,7 kΩ
R4, R5, R6 : 120 kΩ
R7 : 3,3 MΩ
R8 : 56 kΩ
R9 : 27 kΩ
R10, R11 : 56 kΩ
R12, R13 : 100 kΩ
R14 : 10 MΩ
R15 : 10 kΩ
Quadruple amplificateur opérationnel LM 324
Double monostable CMOS HEF 4538 B ou CD 4538 B
Compteur-décodeur CMOS HEF 4017 B ou CD 4017 B
Détecteur pyroélectrique à deux éléments.

premier monostable déclenche le second (temporisé par R13, C8), lequel produit une très brève impulsion (10 $\mu$s environ) servant à la remise à zéro du compteur. Ainsi, ce dernier ne peut parvenir à la position « 3 » que si trois impulsions lui on été appliquées à l'intérieur d'un délai de dix secondes, commençant avec le flanc montant de la première impulsion.

La sortie du montage de la figure 6-13 correspond à la position « 3 » du compteur-décodeur. Comme elle risque de n'être validée que pendant un délai relativement court, on aura intérêt à la faire suivre d'un monostable qui fixe la durée de l'alarme et qui commande le relais de la sirène, conformement au principe illustré par la figure 6-6.

## INDICATEUR DE NIVEAU DE LIQUIDE

Le montage décrit ci-dessous montre, comment on peut utiliser au maximum la sensibilité d'un détecteur pyroélectrique, et comment on peut contrôler des différences statiques de température au moyen d'un disque

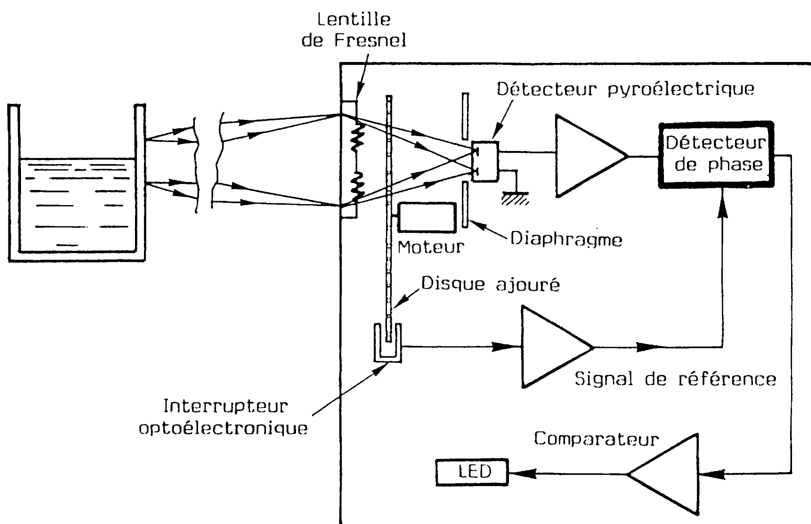



**Fig. 6-14. — Pour l'observation de différences statiques de température (hauteurs de liquide), on fait tourner un disque ajouré devant le détecteur pyroélectrique.**

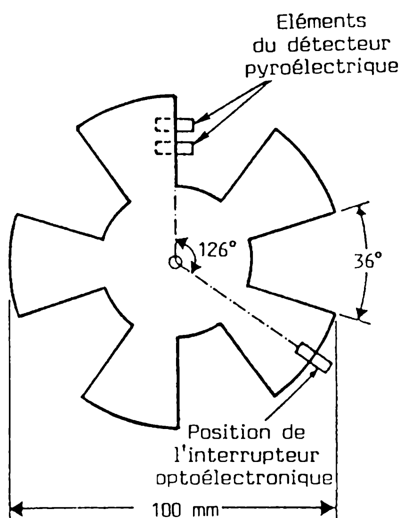



**Fig. 6-15. — Dimensions du disque de découpage de rayonnement, et position du détecteur pyroélectrique ainsi que de l'interrupteur optoélectronique.**

ajouré qu'on fait tourner devant le capteur. L'application envisagée est celle de l'indication de niveau de liquide dans un réservoir de grandes dimensions, distant de 5 m du capteur, la différence entre la température ambiante et celle du liquide étant d'au moins 1 °C. Le dispositif peut également être utilisé pour d'autres observations de différences de température, par exemple pour le contrôle des pertes thermiques à différents endroits du mur ou du toit d'une maison chauffée.

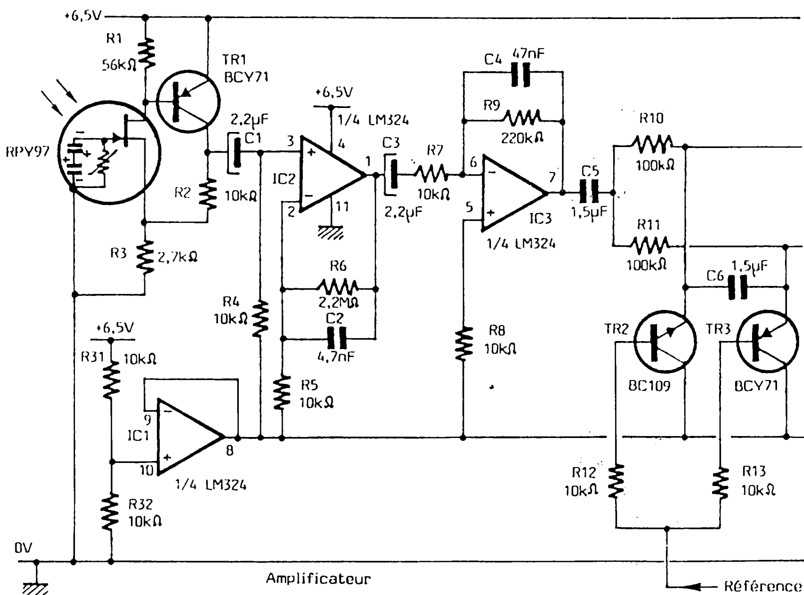
Pour qu'une aussi grande sensibilité ne devienne illusoire du fait de bruits thermiques, il faut enfermer, comme le montre la figure 6-14, tout le dispositif dans un boîtier, à l'abri des courants d'air. Afin que la rotation du disque perforé ne provoque pas des déplacements d'air nuisibles, on le sépare du détecteur pyroélectrique par un diaphragme ou en le plaçant dans une seconde enceinte, munie d'une petite ouverture.

La vitesse de rotation du disque est de 2 tours par seconde. Comme il possède, ainsi que le montre la figure 6-15, cinq pales, on obtient une fréquence de découpage de 10 Hz.

Pour minimiser l'influence du bruit des amplificateurs, on procède à une détection synchrone. Le signal de référence que cette détection demande, est obtenu par un interrupteur optoélectronique (coupleur optélectronique à fente) qu'on dispose comme cela est indiqué dans les dessins.

Lorsque la hauteur du liquide à surveiller se trouve à l'intérieur de la fourchette nominale, comme dans la figure 6-14, les deux éléments du détecteur pyroélectrique sont soumis à des températures différentes. Le détecteur de phase délivre alors un signal qu'on utilise, après comparaison avec un seuil de référence, pour commander une fonction d'indication.

Dans le circuit de la figure 6-16, le détecteur pyroélectrique se trouve suivi d'un transistor PNP, TR1, assurant un fonctionnement avec un rapport signal/bruit optimal. L'amplificateur sélectif (IC2, gain 185, et IC3, gain 15) est adapté à la fréquence de découpage de 10 Hz. Ses fréquences de coupure sont de 7 et de 15 Hz. La tension continue de référence ($U_{CC}/2$ = 3,25 V) des amplificateurs opérationnels IC2 et IC3 est obtenue par IC1.



La détection synchrone est effectuée par deux transistors complémentaires, TR2.et TR3. Ils court-circuitent, tour à tour, les signaux acheminés par R10 et R11. La composante continue qui résulte de ce redressement s'accumule sur C6. Après adaptation d'impédance par IC4 et IC5, cette composante continue est amplifiée, environ 20 fois, par IC6.

Cet amplificateur opérationnel supprime, accessoirement, le mode commun de la tension aux bornes de C6. Un déséquilibre peut néanmoins subsister, notamment du fait d'une différence entre les tensions de déchet de TR2 et TR3. On le compense en ajustant R20 (ou R14, R16) de façon qu'au repos (pas de différence de température entre les deux éléments du détecteur pyroélectrique) la tension de sortie de IC6 correspond exactement au centre de la fenêtre du comparateur IC7, IC8. La largeur de cette fenêtre, définie par R25...R29, est de ± 0,125 V avec les valeurs indiquées dans le schéma. L'indicateur (LED D3) s'allume, dès que la tension d'entrée du comparateur sort de cette plage. Au total, le gain en tension de la chaîne amplification-détection est de 13000.

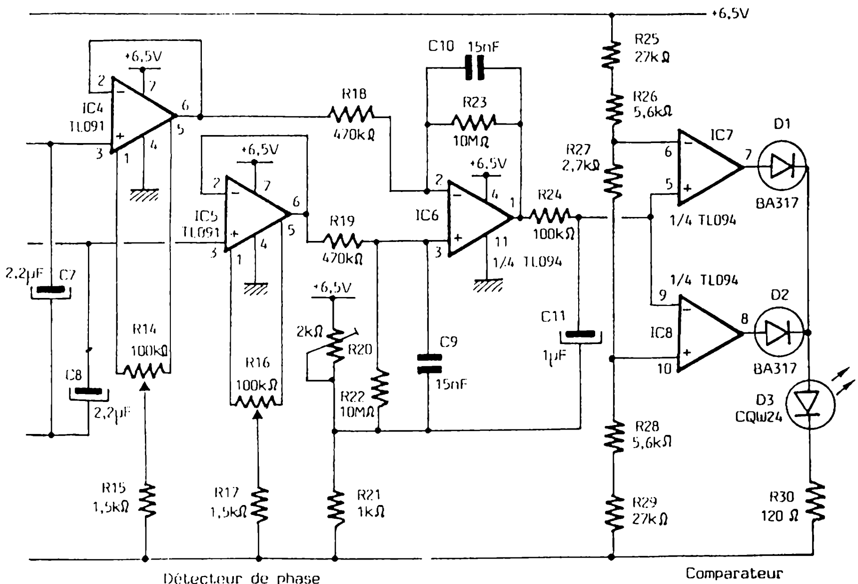



**Fig. 6-16. — Le signal capté par le détecteur pyroélectrique subit, successivement, une amplification sélective, une détection synchrone suivie de nouvelle amplification, et une comparaison à double seuil.**

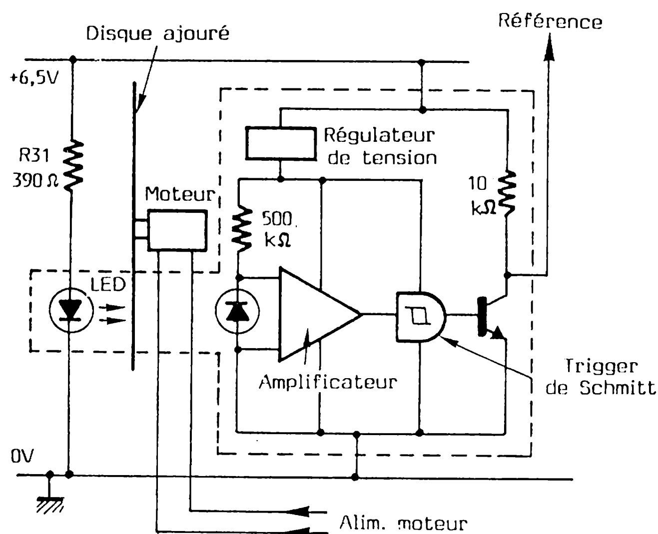



**Fig. 6-17. — Le signal de référence de la détection synchrone est obtenu, à partir du disque ajouré, par un procédé optoélectronique.**

Le signal de référence est fourni par le circuit de la figure 6-17. Le coupleur optoélectronique à fente est composé d'une diode à infrarouges et d'une photodiode. Cette dernière commande un amplificateur, suivi d'un trigger de Schmitt et d'un étage de sortie. Il existe des modules (Radio Spares 304-560) réunissant tout ce qui est entouré, dans la figure 6-17, d'un trait pointillé. Une réalisation par éléments discrets semble néanmoins assez facile. Pour éviter toute interaction, on a intérêt à alimenter les circuits des figures 6-16 et 6-17 à l'aide de régulateurs séparés, et à partir d'une source indépendante de celle prévue pour le moteur du disque ajouré.

***Composants figures 6-16 et 6-17 (détecteur niveau) :***

C1 : 2,2 µF, 25 V, électrolytique
C2 : 4,7 nF, diélectrique plastique
C3 : 2,2 µF, 25 V, électrolytique
C4 : 47 nF, diélectrique plastique
C5, C6 : 1,5 µF, diélectrique plastique
C7, C8 : 2,2 µF, 25 V, électrolytique
C9, C10 : 15 nF, diélectrique plastique
C11 : 1 µF, 25 V, électrolytique
D1, D2 : BA 317 ou 1 N 4148
D3 : CQW 24 ou autre LED
IC1, 2, 3 : Quadruple amplificateur opérationnel LM 324
IC4, IC5 : Amplificateurs opérationnels TL 091
IC6, 7, 8 : Quadruple amplificateur opérationnel TL 094
IC 9, 10 : Double amplificateur opérationnel LM 358.
R1 : 56 kΩ
R2 : 10 kΩ
R3 : 2,7 kΩ
R4, R5 : 10 kΩ
R6 : 2,2 MΩ
R7, R8 : 10 kΩ
R9 : 220 kΩ
R10, R11 : 100 kΩ
R12, R13 : 10 kΩ
R14, R16 : Potentiomètres ajustables 100 kΩ
R15, R17 : 1,5 kΩ
R18, R19 : 470 kΩ
R20 : Résistance ajustable 2 kΩ
R21 : 1 kΩ
R22, R23 : 10 MΩ
R24 : 100 kΩ
R25 : 27 kΩ
R26 : 5,6 kΩ
R27 : 2,7 kΩ
R28 : 5,6 kΩ
R29 : 27 kΩ
R30 : 120 Ω
R31 : 390 Ω
TR1 : BCY 71 ou BC 559
TR2 : BC 109 ou BC 549
TR3 : BCY 71 ou BC 559
Coupleur optoélectronique à fente ou circuit discret équivalent

CHAPITRE VII

# TRANSMISSION D'AUDIOFRÉQUENCES PAR RAYONNEMENT MODULÉ EN AMPLITUDE

Pour transmettre la parole ou la musique par l'intermédiaire d'un rayonnement infrarouge, la solution la plus simple consiste à effectuer une modulation d'amplitude de ce rayonnement. On obtiendra néanmoins une meilleure qualité de transmission, ainsi qu'une portée plus grande, en procédant par l'intermédiaire d'une sous-porteuse. Celle-ci peut être modulée en amplitude, ou en fréquence. La première de ces modalités est abordées dans les pages qui suivent, et le chapitre VIII traite de la seconde.

Les applications vont du simple « gadget » de démonstration au téléphone entre deux bâtiments voisins. Dans ce dernier cas, l'effet de directivité permet d'obtenir un très haut degré de sécurité de transmission. Il existe également des applications à plus grand angle de rayonnement, telle que la transmission du son de la TV sur un récepteur à écouteur, c'est-à-dire la protection du téléspectateur envers le bruit ambiant.

## ÉMETTEUR SIMPLE À MODULATION DIRECTE

Pour moduler un rayonnement infrarouge, il suffit de modifier l'intensité dans une diode émettrice de rayonnement, en fonction des vibrations que

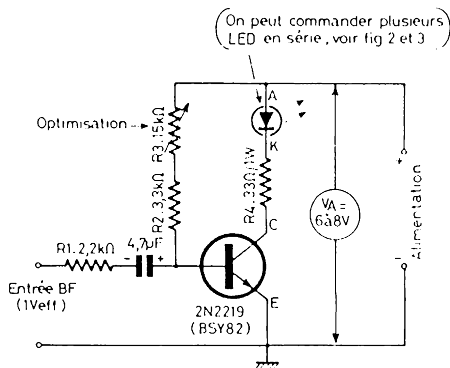



**Fig. 7-1. — Version particulièrement simple d'un émetteur de rayonnement infrarouge modulé par un signal acoustique.**

***Composants de la figure 7-1 (émetteur audio à modulation directe) :***

R1 : 2,2 kΩ
R2 : 3,3 kΩ
R3 : 15 kΩ, ajustable
R4 : 33 Ω, 1 W
Transistor 2 N 2219 ou BSY 82
Diode à infrarouges LD 271, CQY 37, CQW 89 B ou similaire

sont la parole et la musique. La figure 7-1 montre qu'il suffit, pour cela, de doser, à l'aide d'un transistor, l'intensité qu'on envoie dans la diode.

Pour effectuer cette modulation, le montage demande, à son tour, une tension d'entrée de 1 $V_{eff}$ environ. Sa résistance d'entrée étant de 2,5 kΩ environ, un préamplificateur de type courant pourra être utilisé comme source de modulation.

Si on ne commande, comme dans la figure 7-1, qu'une seule diode luminescente, le rendement de l'émetteur reste assez faible, car une grande partie de l'énergie de commande se trouve inutilement dissipée dans la

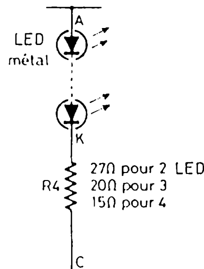



**Fig. 7-2. — La puissance d'émission peut être augmentée par la mise en série de plusieurs diodes luminescentes.**

résistance R4. On peut y remédier en utilisant plusieurs LED, connectées en série, comme le montre la figure 7-2. Cette disposition est utilisable pour des LED « métal », admettant une intensité de repos d'au moins 100 mA. Il peut, cependant, être plus économique d'utiliser un nombre plus grand de diodes « plastique », n'admettant que 40 ou 50 mA et ce, dans le montage série-parallèle de la figure 7-3. On a avantage à utiliser des types se distinguant par un angle de rayonnement assez réduit (10 à 35°), c'est-à-dire par une directivité très prononcée.

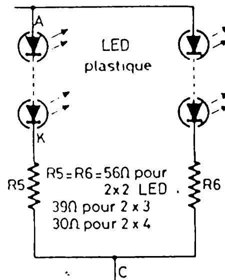



**Fig. 7-3. — Montage série-parallèle pour diodes à infrarouge sous boîtier plastique.**

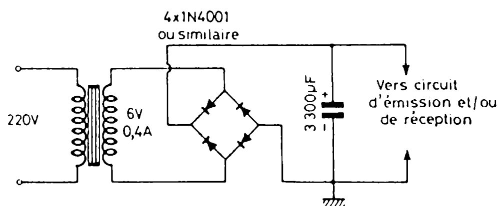



**Fig. 7-4. — Alimentation pour les montages d'émission et de réception à modulation simple.**

***Composants figure 7-4 (alimentation) :***

Transformateur d'alimentation 6 V, 0,4 A
Redresseur (4 × 1 N 4001 ou pont moulé équivalent)
Condensateur électrolytique 3300 µF, 10 V

La résistance ajustable R3 permet d'optimiser le fonctionnement de l'émetteur de la figure 7-1. On procède, sans appliquer de signal à l'entrée BF, en remplaçant provisoirement R4 et la LED (ou les LED) par une résistance de 39 Ω, 1 W, et on ajuste R3 de façon à obtenir, entre C et E, la moitié de la tension d'alimentation dont on dispose. Cette dernière peut être constituée par une pile de forte capacité ou par le circuit de la figure 7-4, lequel est également utilisable pour le récepteur décrit ci-dessous.

## RÉCEPTEUR À DÉMODULATION SIMPLE

Pour recevoir le signal émis par l'émetteur de la figure 7-1, il suffit de disposer d'un phototransistor qui convertit les variations d'intensité du rayonnement infrarouge en variations électriques. Ensuite, il suffit de deux étages d'amplification pour rendre audible le signal transmis dans un petit haut-parleur. La figure 7-5 montre le schéma du récepteur. La portée de l'ensemble est déjà de 3 à 10 mètres quand on n'utilise qu'une seule LED dans l'émetteur.

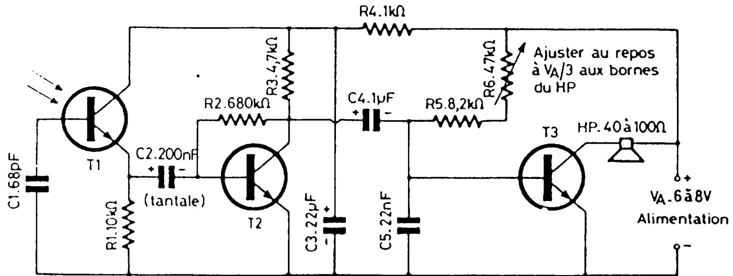



**Fig. 7-5. — Récepteur pour rayonnement infrarouge modulé par un signal acoustique.**

*Composants figure 7-5 (récepteur modulation directe) :*

C1 : 68 pF (inutile avec phototransistor sans connexion de base)
C2 : 200 nF, tantale (ou 220 nF, diélectrique plastique)
C3 : 22 µF, 10 V, électrolytique
C4 : 1 µF, 15 V, électrolytique
C5 : 22 nF, diélectrique plastique ou céramique
R1 : 10 MΩ
R2 : 680 kΩ
R3 : 4,7 MΩ
R4 : 1 kΩ
R5 : 8,2 kΩ
R6 : 47 kΩ, ajustable
T1 : Phototransistor BPW 77, BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
T2 : BC 548 B ou BC 238 B
T3 : 2 N 2219, 2 N 1711, BC 140-16, BC 211 ou BC 635
Haut-parleur d'une impédance de 40 à 100 Ω

Lors de l'installation, il faut s'arranger pour que le phototransistor du récepteur ne se trouve pas orienté en direction d'une fenêtre, car la lumière ainsi captée se traduirait par un bruit continu. Une lampe d'éclairage constituerait une source de perturbations encore plus importantes, d'une

part du fait que le maximum de son spectre se situe précisément dans l'infrarouge, d'autre part du fait de son alimentation sur le réseau alternatif, ce qui se traduit par une modulation (100 Hz), déterminant un bruit violent dans le récepteur. Le condensateur C1 (facultatif), connecté sur la base du phototransistor, permet une certaine réduction du bruit dû à une source continue de lumière.

Le récepteur comporte un ajustage d'optimisation, R6, à placer de façon que la tension continue qu'on mesure, au repos, aux bornes du haut-parleur, soit approximativement égale au 1/3 de la tension d'alimentation dont on dispose. Comme source d'alimentation, on peut utiliser, soit des piles, soit le circuit de la figure 7-4, lequel délivre une puissance suffisante pour pouvoir alimenter, au besoin, émetteur et récepteur en même temps.

## ÉMETTEUR COMMANDÉ PAR MICROPHONE

L'utilisation de l'émetteur de la figure 7-1, ne sera commode que si on dispose d'un préamplificateur délivrant une tension de 1 V environ. On peut incorporer un tel préamplificateur dans l'émetteur et on arrive alors au circuit de la figure 7-6, lequel ne demande plus que 5 à 10 mV pour la modulation du rayonnement infrarouge.

Ce type d'émetteur est particulièrement adapté à un microphone à basse impédance, car sa résistance d'entrée est de l'ordre du kiloohm.

Cette résistance d'entrée est supérieure à 100 k$\Omega$ dans le cas de l'émetteur de la figure 7-7. Comme préamplificateur, on y utilise un circuit intégré (amplificateur opérationnel). Pour l'ajustage d'optimisation, on procède comme dans le cas de l'émetteur de la figure 7-1. Un fonctionnement avec plusieurs LED, tel qu'il est illustré par les figures 7-2 et 7-3, est également possible dans le cas des circuits des figures 7-6 et 7-7.

## RÉÉMETTEUR DE RADIODIFFUSION

Pour obtenir un gadget de démonstration très simple et néanmoins à fonctionnement permanent, on peut combiner l'émetteur de rayons infrarouges avec un petit récepteur de radiodiffusion captant une station lo-

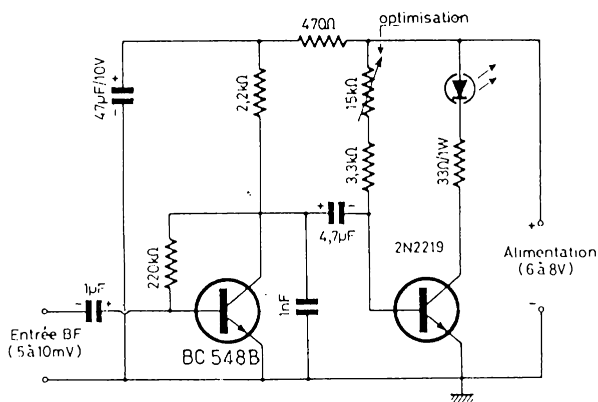



**Fig. 7-6. — Émetteur semblable à celui de la figure 7-1, mais comportant un étage de préamplification.**

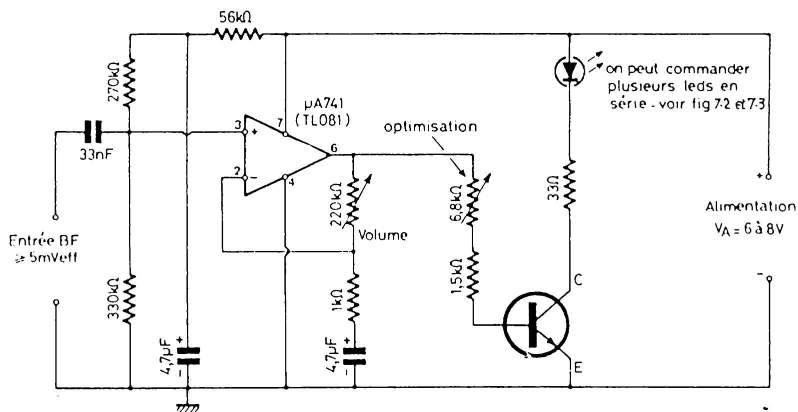



**Fig. 7-7. — Montage d'émission avec préamplification BF par circuit intégré.**

### *Composants figure 7-6 (émetteur avec préamplificateur) :*

Condensateur à diélectrique plastique : 1 nF
Condensateurs électrolytiques : 47 $\mu$F et 4,7 $\mu$F, 10 V
Résistances : 33 $\Omega$ (1 W), 470 $\Omega$, 2,2 k$\Omega$, 3,3 k$\Omega$, 220 k$\Omega$
Résistance ajustable : 15 k$\Omega$
Transistors : BC 548 B (ou BC 238 B), 2 N 2219 (ou BC 140-16)
Diode à infrarouges LD 271, CQY 37, 89 B ou similaire.

### *Composants figure 7-7 (émetteur avec amplificateur opérationnel) :*

Condensateur à diélectrique plastique : 33 nF
Condensateurs électrolytiques : deux de 4,7 $\mu$F, 10 V
Résistances : 33 $\Omega$ (1 W), 1 k$\Omega$, 1,5 k$\Omega$, 56 k$\Omega$, 270 k$\Omega$, 330 k$\Omega$
Résistances ajustables : 6,8 k$\Omega$ et 220 k$\Omega$
Transistor : 2 N 2219 (ou BC 140-16)
Amplificateur opérationnel $\mu$A 741 ou TL 081
Diode à infrarouges LD 271, CQY 37, CQW 89 B ou similaire.

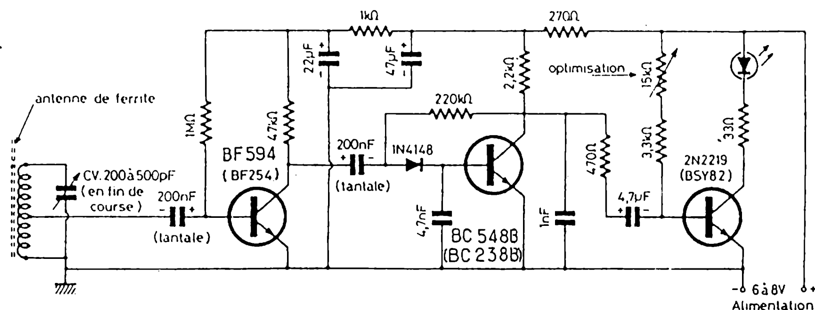



**Fig. 7-8. — Ce petit émetteur se compose d'un récepteur pour station locale et d'un émetteur d'infrarouges, le second étant modulé par le premier.**

cale. La figure 7-8 montre que trois transistors suffisent pour les fonctions de réception et d'émission.

Pour l'antenne, on se sert d'un bâtonnet de ferrite qu'on accorde, avec un condensateur variable, sur la station locale la plus puissante. Ces deux composants peuvent provenir d'un récepteur hors d'usage. Si on veut confectionner soi-même l'enroulement du bâtonnet de ferrite (bâtonnet d'un diamètre de 10 mm et d'une longueur de 10 à 20 cm), on devra bobiner (en une seule couche), 60 spires dans le cas d'un condensateur variable de 200 à 300 pF (de préférence, fil divisé de 20 brins de 0,05 mm, sous soie). Ces indications n'étant valables que pour la gamme des ondes moyennes ou petites ondes, il convient de multiplier par 3,2 le nombre de spires indiqué, si on veut recevoir une station sur la gamme des grandes ondes.

Pour l'ajustage d'optimisation, pour l'utilisation de plusieurs LED, ainsi que pour l'alimentation, les indications ci-dessus restent valables.

Comme le circuit de réémission ne comporte pas de réglage de volume, il convient de jouer, soit sur l'orientation de l'antenne, soit sur l'accord du condensateur variable pour optimiser le rendement de la transmission.

Plus on se rapproche de l'accord optimal sur l'émetteur de radiodifussion, plus le signal capté par le récepteur de rayons infrarouges devient fort. Toutefois, à partir d'une certaine limite, on risque de surmoduler l'émetteur de rayonnement, ce qui se traduirait par une distorsion peu agréable du signal transmis.

***Composants figure 7-8 (réémetteur) :***

Antenne de ferrite avec son condensateur variable
Condensateurs tantale, 2 × 200 nF (ou 2 × 220 nF, diélectrique plastique)
Condensateurs électrolytiques, 4,7 μF, 22 μF et 47 μF, 10 V
Condensateurs à diélectrique plastique, 1 et 4,7 nF
Diode 1 N 4148 ou similaire
Résistances : 33 Ω (1 W), 270 Ω, 470 Ω, 2,2 kΩ, 3,3 kΩ, 47 kΩ, 220 kΩ, 1 MΩ
Résistance ajustable : 15 kΩ
Transistors : BF 594 (ou BF 254), BC 548 B (ou BC 238 B), 2 N 2219 (ou BC 140-16, BC 635, BSY 82)
Diode à infrarouges LD 271, CQY 37, CQW 89 B ou similaire

Comme précédemment, on peut escompter une portée de 3 à 10 m, entre le récepteur de la figure 7-5 et l'émetteur de la figure 7-8, mais ce, seulement si on procède à une orientation très précise. On peut augmenter cette portée par l'utilisation d'un écouteur à la réception, du moins tant qu'on travaille avec un niveau d'éclairement ambiant suffisamment faible pour que le bruit ne devienne pas prohibitif.

## ÉMETTEUR D'INFRAROUGES À SOUS-PORTEUSE MODULÉE

Pour atténuer quelque peu le bruit mentionné, on peut procéder par une double modulation. On commence par moduler une sous-porteuse (50 kHz environ) par le signal à transmettre, puis on utilise cette sous-porteuse pour moduler le rayonnement des diodes luminescentes.

La figure 7-9 montre une première version d'un tel émetteur.

Pour obtenir une bonne stabilité pour la fréquence de sous-porteuse, on utilise un circuit intégré NE 555 P pour la produire sous forme de rectangulaire. On utilise cette rectangulaire pour découper, par les diodes D1, D2, le signal BF qui arrive sur la base de T3, après amplification par T1, T2.

Une très bonne linéarité peut être obtenue avec ce procédé, si on utilise, pour T2, un transistor de bonne tenue en fréquence et néanmoins capable

***Composants figure 7-9 (émetteur AM, entrée 0,5 V) :***

C1 : 100 nF, diélectrique plastique
C2 : 470 nF, 25 V, électrolytique ou tantale
C3 : 22 μF, 20 V, électrolytique
C4 : 10 nF, diélectrique plastique ou céramique
C5 : 1 nF, diélectrique plastique
C6 : 4,7 μF, 20 V, électrolytique
D1, D2 : 1 N 4148 ou similaires
R1 : Potentiomètre logarithmique 100 kΩ
R2 : 1 MΩ, ajustable
R3 : 330 kΩ
R4 : 120 kΩ
R5 : 8,2 kΩ
R6 : 1 kΩ
R7 : 470 Ω
R8 : 1,8 kΩ
R9 : Dépend du nombre des LED - voir texte
R10 : 6,8 kΩ
R11 : 6,8 kΩ, ajustable
R12 : 470 Ω
R13 : 560 Ω
T1, T2 : BC 548 B ou BC 238 B
T3 : 2 N 2197 ou BC 140-16 avec radiateur enfichable
Circuit intégré NE 555
Diode(s) à infrarouges LD 271, CQY 37, CQW 89 B ou similaire(s)

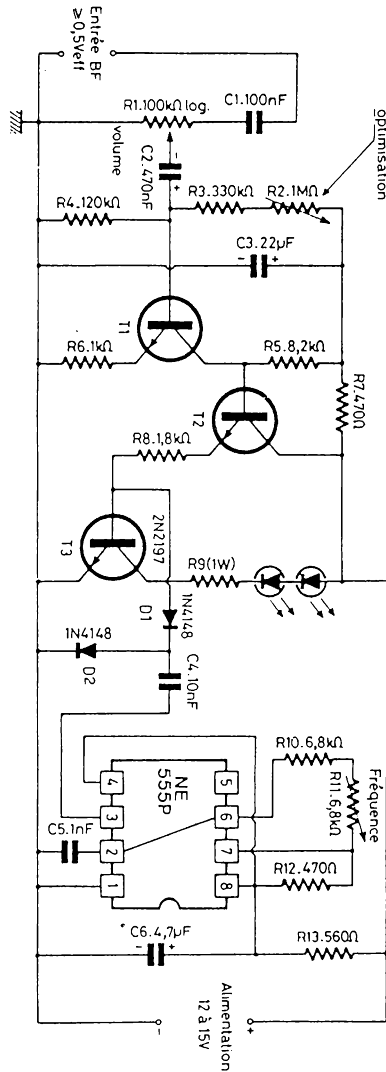



Fig. 7-9. — **Émetteur procédant par la modulation du rayonnement infrarouge par une sous-porteuse (50 kHz environ), elle-même modulée par un signal acoustique.**

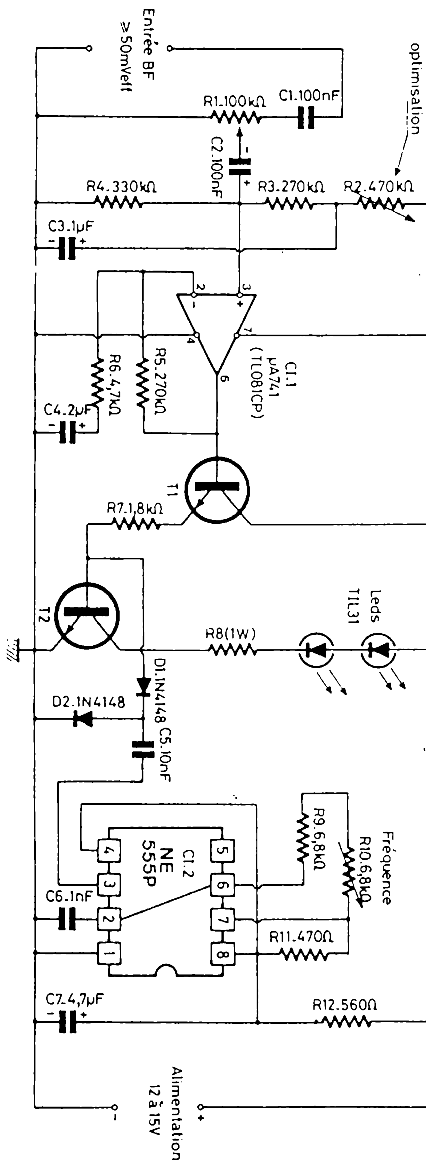



Fig. 7-10. — Version à amplificateur BF intégré de l'émetteur de la figure 7-9, notamment utilisable pour la transmission, sur écouteur, du son de la télévision.

de travailler encore linéairement avec une intensité de collecteur de crête de 400 mA, soit, du fait du découpage par la modulation, quatre fois l'intensité de repos de 100 mA. En plus du 2N2197, il existe plusieurs « mesa » de moyenne puissance qu'on pourra expérimenter. Même des types assez anciens, tels que 74 T 3, fonctionnent très bien. En revanche, il n'est guère possible d'utiliser un transistor BF de petite puissance, sous enrobage plastique.

L'émetteur comporte un ajustage de fréquence, R11, permettant l'accord avec le récepteur. En plus de l'ajustage du volume d'entrée, R1, on a prévu la possibilité d'optimiser le point moyen de fonctionnement par R2. Au départ, on ajustera cet élément au maximum de sa valeur, et lors de l'expérimentation on le placera de façon à obtenir l'écoute la plus puissante.

La valeur de R9 dépend du nombre de diodes luminescentes qu'on connecte en série avec cette résistance. On la prendra de 33 $\Omega$ dans le cas d'une seule diode, et on diminue cette valeur de départ de 3,5 $\Omega$ environ, chaque fois qu'on ajoute une nouvelle diode, le maximum possible étant de sept diodes.

La figure 7-10 montre une seconde version de cet émetteur. Son entrée BF est plus sensible de dix fois environ, du fait de l'utilisation d'un amplificateur intégré. Le gain de ce dernier étant proportionnel à la valeur de R5, on peut l'augmenter encore de cinq fois en prenant R5 = 1,5 M$\Omega$.

Les deux types d'émetteurs ne demandent une alimentation parfaitement filtrée, que si on est très exigeant sur l'ondulation résiduelle. Pour les applications envisagées, l'alimentation très simple qu'illustre la figure 7-11 sera donc généralement suffisante.

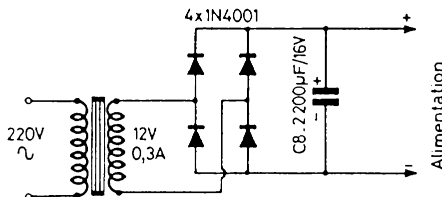



**Fig. 7-11. — Alimentation pour les émetteurs des figures 7-9 et 7-10.**

***Composants figure 7-11 (alimentation émetteur AM) :***

Transformateur d'alimentation 12 V, 0,3 A
Redresseur (4 × 1 N 4001 ou pont moulé équivalent)
Condensateur électrolytique 2200 $\mu$F, 16 V

La figure 7-12 montre un plan de circuit imprimé réunissant l'émetteur de la figure 7-10 avec l'alimentation de la figure 7-11. Ce circuit peut être logé dans un boîtier « Teko » P/2, à condition qu'on fixe le condensateur de filtrage, C8 sur la face cuivrée de la platine. Dans ce boîtier, on trouve égale-

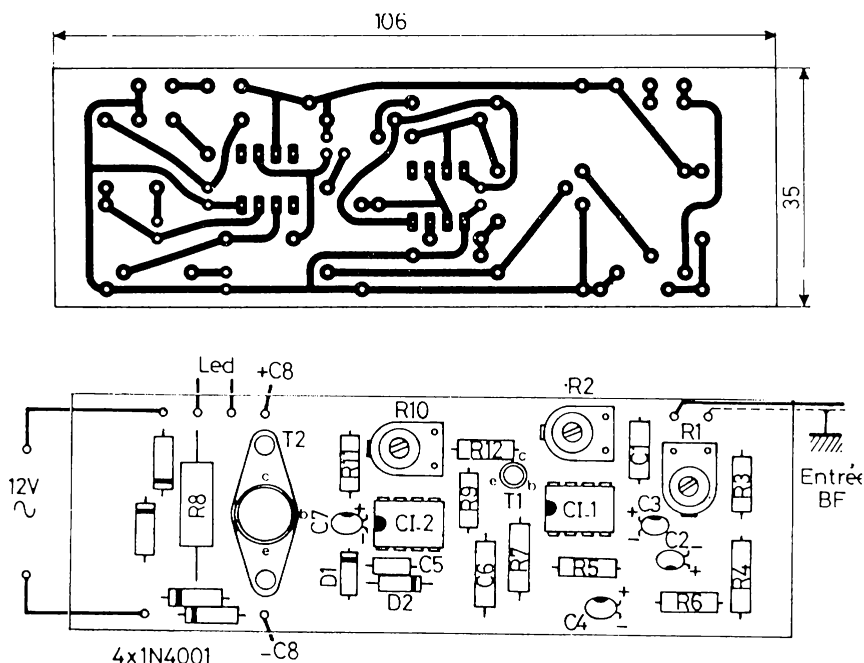
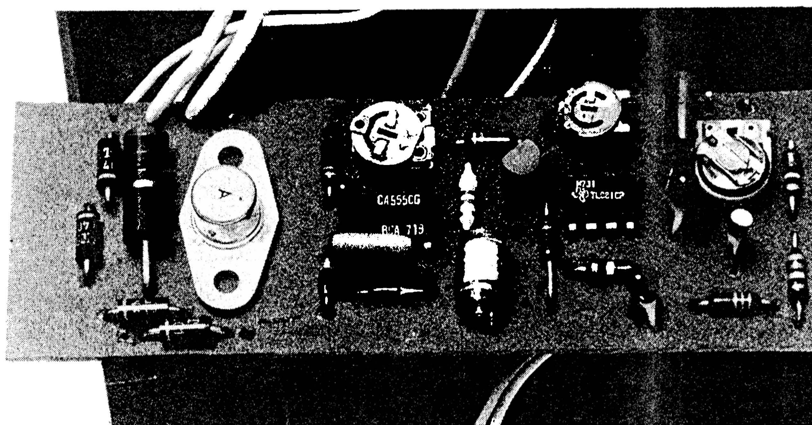



**Fig. 7-12. — Circuit imprimé de l'émetteur de la figure 7-10. Le condensateur de filtrage, C8, est à placer sur la face cuivrée de la platine.**




**Émetteur de rayonnement modulé.**

ment la place pour le transformateur, si on se contente d'un modèle de 3,5 VA. L'échauffement dû à ce transformateur est suffisamment faible, si on utilise un modèle de bonne qualité, pour qu'il ne paraisse pas indispensable d'orner le boîtier de trous de ventilation. Sur la face métallique de ce boîtier, on peut prévoir un connecteur qu'on relie, à l'aide d'un câble, à

***Composants figures 7-10 et 7-12 (émetteur AM, entrée 50 mV) :***

C1, C2 : 100 nF, diélectrique plastique
C3 : 1 μF, 20 V, électrolytique
C4 : 2,2 μF, 20 V, électrolytique
C5 : 10 nF diélectrique plastique
C6 : 1 nF, diélectrique plastique
C7 : 4,7 μF, 20 V, électrolytique
D1, D2 : 1 N 4148 ou équivalentes
R1 : Potentiomètre 100 kΩ, logarithmique
R2 : 470 kΩ, ajustable
R3 : 270 kΩ
R4 : 330 kΩ
R5 : 270 kΩ
R6 : 4,7 kΩ
R7 : 1,8 kΩ
R8 : Dépend du nombre des LED - voir texte
R9 : 6,8 kΩ
R10 : 6,8 kΩ, ajustable
R11 : 470 Ω
R12 : 560 Ω
T1 : BC 548 B ou BC 238 B
T2 : 2 N 2197 ou BC 140-16 avec radiateur enfichable
Circuit intégré NE 555
Amplificateur opérationnel μA 741 ou TL 081 CP
Diode (s) à infrarouges LD 271, CQY 37, CQW 89 B ou similaire(s)

l'amplificateur produisant la modulation à transmettre. On peut ainsi le relier aussi à la prise « enregistrement son » d'un téléviseur. L'ensemble de transmission, émetteur et récepteur, permettent alors d'écouter le son de la télévision, à distance, avec un écouteur, ce qui peut être très commode dans le cas d'un environnement bruyant. Lors d'une telle application, il suffit d'ajuster le volume d'entrée une fois pour toutes, et R1 peut alors être constituée par un potentiomètre inaccessible de l'extérieur, comme le montre le plan d'implantation.

Pour l'expérimentation, il pourra être avantageux de placer le jeu des diodes luminescentes sur deux fils rigides, émergeant du boîtier, et qu'on plie suivant l'orientation désirée. Ensuite, on pourra disposer les diodes sur une face du boîtier.

## Récepteur accordé par filtres actifs

Pour recevoir le ssignaux émis par un émetteur à sous-porteuse modulée, la solution du filtre actif paraît très séduisante, puisqu'elle évite la fabrication de bobinages.

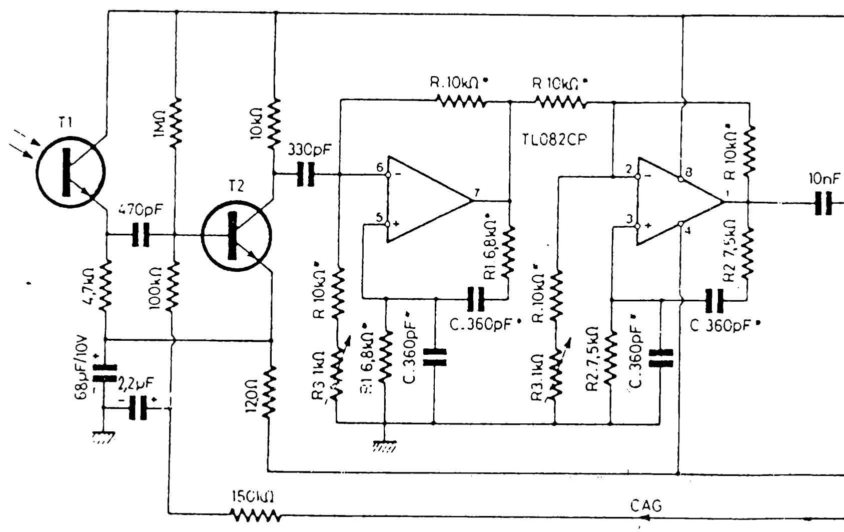



Fig. 7-13. — Récepteur pour rayonnement infrarouge modulé par une sous-porteuse. Utilisant des filtres actifs, il présente une excellente sensibilité, mais il nécessite des composants de précision ainsi qu'une mise au point.

La figure 7-13 montre le schéma d'un tel récepteur. Par T1, on convertit le rayonnement reçu en variations électriques. Un phototransistor à grand angle d'ouverture peut être indiqué si on veut capter des réflexions qui se produisent sur le plafond et sur le mur d'une pièce. Dans ces conditions d'utilisation, la portée sera bien moindre que dans le cas d'une liaison directive, les photosemiconducteurs étant orientés l'un en direction de l'autre. Un rendement encore meilleur sera obtenu, si on place une lentille devant le phototransistor. Comme c'est alors cette dernière qui effectue la concentration du rayonnement, on peut utiliser un phototransistor à grand angle d'ouverture tout aussi bien qu'un type plus directif.

Le filtre actif du récepteur de la figure 7-13 est constitué par un double amplificateur opérationnel, à entrée par transistors à effet de champ, TL082 CP. Il assure un comportement d'entrée et de fréquence bien meilleur qu'un double 741. Cependant, le filtre actif ne se prête pas à la commande automatique du gain (CAG), et cela oblige à placer cette commande (T2) devant le filtre, pour ne pas surmoduler ce dernier en cas de réception de signaux forts. Cette disposition, consistant à amplifier avant de sélectionner, implique un certain danger de transmodulation par des perturbations de 100 Hz (ampoules d'éclairage) éventuellement captées par le phototransistor.

***Composants figure 7-13 (récepteur AM à filtres actifs) :***

Condensateurs à diélectrique plastique :
330 pF, 2 × 470 pF, 1 nF, 10 nF, 22 nF
Condensateurs électrolytiques 20 V : 2,2 μF,
4,7 μF, 3 × 22 μF, 68 μF
Condensateurs styroflex (± 2 %) : 4 ×
360 pF
Diodes : 3 × 1 N 4148
Potentiomètre logarithmique : 100 kΩ
Résistances ± 2 % : 2 × 6,8 kΩ, 2 × 7,5 kΩ,
5 × 10 kΩ
Résistances ± 5 % : 120 Ω, 1,8 kΩ, 4,7 kΩ,
3 × 10 kΩ, 39 kΩ, 2 × 100 kΩ, 2 × 150 kΩ,
2 × 1 MΩ
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW
22 A ou similaire
T2 : BP 594 ou BF 254
T3 : BC 558 A ou BC 308 A
T4, T5 : BC 548 A ou BC 238 A
T6 : BC 558 A ou BC 308 A
Double amplificateur opérationnel TL 082 CP
Interrupteur double d'alimentation.

Ainsi, le récepteur à filtres actifs est beaucoup plus sensible à ce genre de perturbations que celui à filtres passifs, décrit plus loin.

Les filtres actifs demandent au total douze composants de précision (tolérance 2 % ou mieux) marqués d'un astérisque dans le schéma. En fait, ce n'est pas tellement la précision absolue qui importe, c'est-à-dire qu'on peut parfaitement utiliser quatre condensateurs de 380 pF, par exemple, à condition qu'ils aient, tous les quatre, une même valeur à 2 % près. Si on dispose de composants de précision de valeurs voisines, on peut recalculer les filtres en sachant que la fréquence du premier est donnée par $f_1 = 1/(2\pi CR_1)$, que celle du second est $f_2 = 1/(2\pi C\ R_2)$, que la différence entre les deux fréquences doit être voisine de 6 kHz, et que ces fréquences doivent être situées entre 40 et 70 kHz. Avec les valeurs de la figure 7-13, on trouve les deux fréquences d'accord égales à 65 et à 59 kHz, à peu de chose près. Les composants désignés par R3 permettent d'ajuster la sélectivité du filtre. La mise au point se fait en connectant un générateur HF entre la masse et l'émetteur de T1, ainsi qu'un millivoltmètre alternatif entre masse et sortie 1 du circuit intégré. En reliant provisoirement la ligne « CAG » au moins de l'alimentation, et en veillant à ce que la tension de sortie reste toujours inférieure à 1 $V_{eff}$, on ajuste, par retouches progres-

sives, les deux réglages R3 de façon à obtenir une courbe de réponse (tension de sortie en fonction de la fréquence), semblable à celle de la figure 7-14. Bien entendu, la fréquence de l'émetteur est à ajuster au centre de cette bande passante, mais cela peut se faire à l'oreille, en cherchant le maximum d'intensité sonore.

Après la démodulation (D1, D2), le circuit de la figure 7-13 comporte un amplificateur BF à symétrie complémentaire, T3 à T6. Ce n'est pas pour des raisons de haute fidélité (elle serait bien trop coûteuse à obtenir avec ce genre de transmission), que ce type d'amplificateur a été envisagé, mais seulement pour réduire au minimum la consommation au repos. L'alimentation, du type symétrique, est constituée par deux piles de 4,5 V.

L'essai du récepteur à filtres actifs, effectué sous forme de montage « volant », a permis de constater une excellente sensibilité, une bonne stabilité et une réaction interne négligeable, si bien que la disposition des composants ne semble nullement critique. Cependant, la sensibilité aux perturbations sur 100 Hz est parfois gênante, et l'ajustage du filtre demande une technicité telle qu'il semble préférable de ne recommander ce récepteur qu'à ceux qui préfèrent concevoir eux-mêmes leur plan d'implantation.

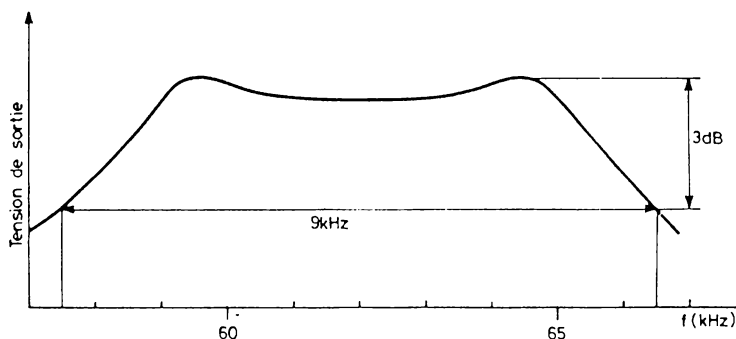



**Fig. 7-14. — Courbe de réponse des filtres du récepteur de la figure 7-13.**

# RÉCEPTEUR ACCORDÉ PAR FILTRES PASSIFS

Le récepteur de la figure 7-15 ne demande aucune mise au point autre que l'accord de l'émetteur (R11, figure 7-9 ou R10, figure 7-10), sur sa fréquence de sélection. De plus, il ne demande que deux composants de précision, C3 et C6, deux condensateurs dont les valeurs ne doivent différer que de moins de 2 %. Par ailleurs, cette valeur pourra être comprise entre 2 et 2,4 nF, à condition qu'on utilise des composants à diélectrique plastique et non pas céramique. Quant aux bobinages, on arrive à une précision suffisante en utilisant des pots de ferrite dont l'inductance spécifique est de $A_L = 250$, et en bobinant précisément 128 spires (avec prise à la 35[e] spire) pour L1, et 115 spires pour L2, fil émaillé de 0,12 à 0,15 mm dans les deux cas. Dans la maquette, ce sont des pots « Siemens », 14/8, matériau N28 qui ont été utilisés. Néanmoins, on peut parfaitement faire appel à des pots d'un type différent, notamment plus grands, à condition de modifier, en conséquence, le plan d'implantation de la figure 7-16. Si le nombre $A_L$, indiqué sur ces pots, n'est pas égal à 250, il suffit de modifier le nombre de

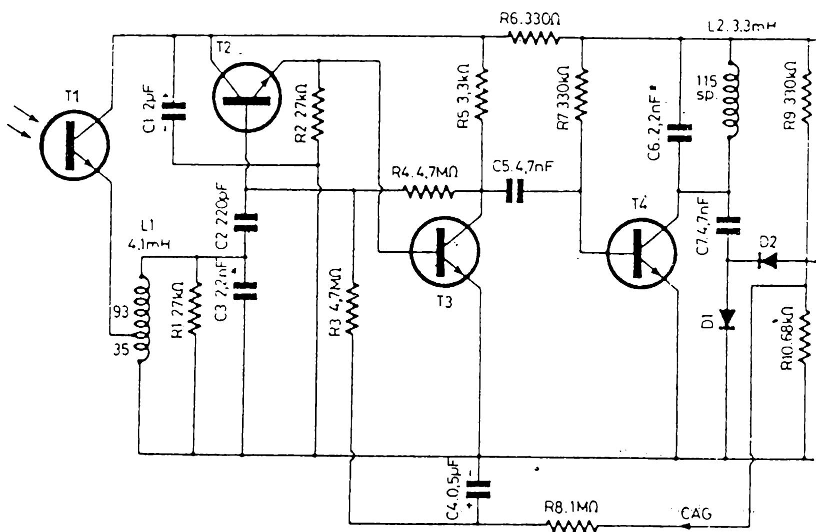
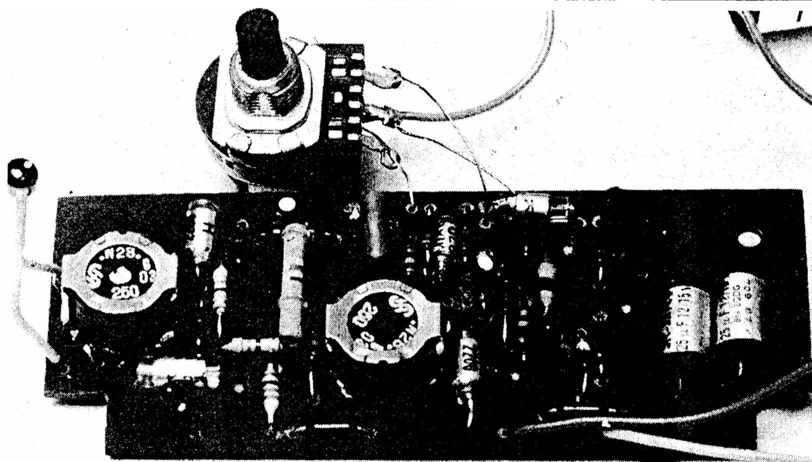
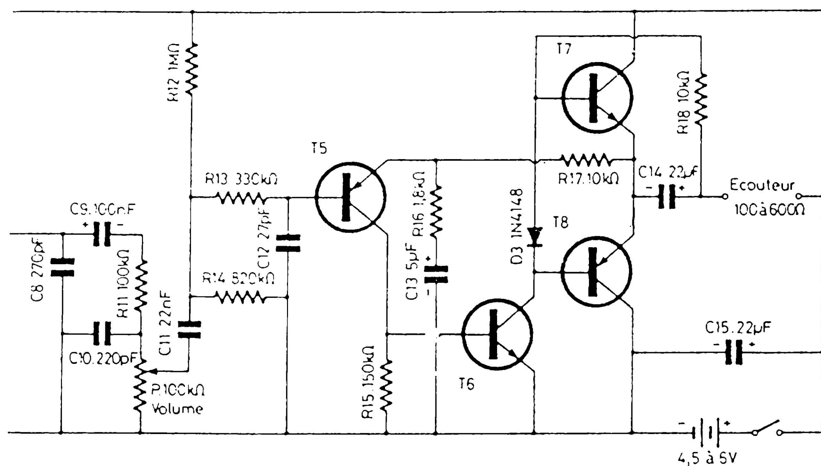



**Fig. 7-15. — Version à filtres passifs du récepteur de la figure 7-13. Aucun ajustage, il suffit de réaliser correctement les bobinages.**



**Récepteur de rayonnement modulé.**



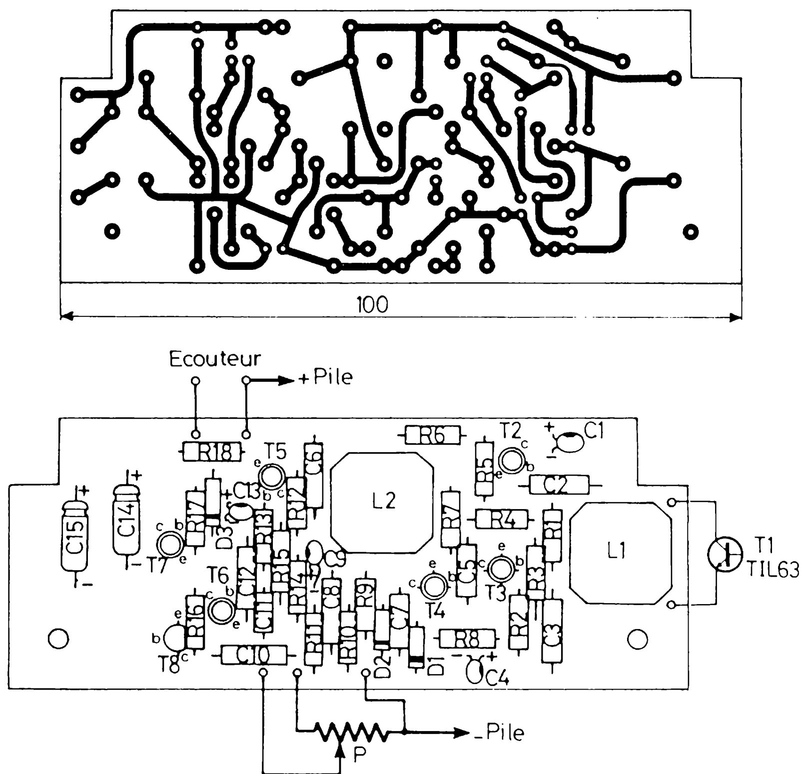



**Fig. 7-16. — Circuit imprimé du récepteur de la figure 7-15, pouvant être logé, conjointement avec sa pile d'alimentation, dans un boîtier « Teko » P/2.**

spires, en sachant que ce dernier est inversement proportionnel à la racine carrée du nombre $A_L$. Les fréquences d'accord (53 et 59 kHz dans le cas de la maquette), peuvent être modifiées, si on conserve un écart de 6 kHz.

Pour le phototransistor à utiliser, les indications données plus haut restent valables. Dans le schéma, on constate que l'émetteur de ce phototransis-

***Composants figures 7-15 et 7-16 (récepteur AM à filtres passifs) :***

C1 : 2,2 µF, 10 V, électrolytique
C2 : 220 pF, céramique
C3 : 2,2 nF (± 2 %), styroflex
C4 : 470 nF, 20 V, électrolytique
C5 : 4,7 nF, céramique ou diélectrique plastique
C6 : 2,2 nF (± 2 %), styroflex
C7 : 4,7 nF, céramique ou diélectrique plastique
C8 : 280 pF, céramique ou diélectrique plastique
C9 : 100 nF, tantale (ou diélectrique plastique)
C10 : 220 nF, céramique
C11 : 22 nF, céramique ou diélectrique plastique
C12 : 27 pF, céramique
C13 : 4,7 µF, électrolytique ou tantale
C14, C15 : 22 µF, électrolytiques
D1, D2, D3 : 1 N 4148
L1 : 4,1 mH, 35 + 93 spires, fil émaillé 0,12 à 0,15 mm, sur pot ferrite 14/8 mm, matériau N 28 ou équivalent
L2 : 3,3 mH, 115 spires, fil émaillé 0,12 à 0,15 mm, sur pot ferrite 14/8 mm, matériau N 28 ou équivalent

P : Potentiomètre logarithmique 100 kΩ
R1, R2 : 27 kΩ
R3, R4 : 4,7 MΩ
R5 : 3,3 kΩ
R6 : 330 Ω
R7 : 330 kΩ
R8 : 1 MΩ
R9 : 330 kΩ
R10 : 68 kΩ
R11 : 100 kΩ
R12 : 1 MΩ
R13 : 330 kΩ
R14 : 820 kΩ
R15 : 150 kΩ
R16 : 1,8 kΩ
R17, R18 : 10 kΩ
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
T2 : BC 548 B ou BC 238 B
T3, T4 : BF 594 B ou BF 194 B
T5 : BC 558 A ou BC 308 A
T6, T7 : BC 548 A ou BC 238 A
T8 : BC 558 A ou BC 308 A
Ecouteur 100 à 600 Ω

tor aboutit directement sur la prise de L1. Ainsi, toute perturbation sur 100 Hz (ampoules d'éclairage), se trouve éliminée par la faible impédance du bobinage, dès l'entrée du circuit, si bien qu'un fonctionnement au voisinage immédiat d'une ampoule d'éclairage détermine certes un bruit de « chute d'eau », comme tout éclairage continu (lumière du jour), mais pas ce « ronflement » de 100 Hz que le récepteur de la figure 7-13 ne manquera pas de produire en pareil cas.

L'amplificateur BF est identique à celui de la figure 7-13. Pour l'alimentation, une pile de 4,5 V est suffisante. La consommation de repos n'est que de 1,5 mA, soit trois à quatre fois moins que dans le cas du récepteur à filtres actifs. Dans ces conditions, une pile peut durer plusieurs mois, même si on oublie parfois de la couper.

Le circuit imprimé de la figure 7-16 a été élaboré pour un boîtier « Teko » P/2 dans le fond duquel on place une pile plate de 4,5 V. Dans ces conditions, on ne peut plus utiliser les rainures du boîtier pour loger la platine

imprimée. Il faut donc la fixer parallèlement à la face avant, à l'aide de deux vis. Ce mode de fixation facilite, par ailleurs, le câblage avec le potentiomètre et la prise d'écouteur. Pour les premières expériences, on a avantage à laisser le phototransistor sortir du boîtier, de façon qu'on puisse facilement l'orienter en pliant ses connexions.

## EXPÉRIMENTATION

Le résultat des expériences dépend beaucoup de l'optimisation de l'émetteur. Dans le cas des émetteurs des figures 7-1, 7-6, 7-7 et 7-8, cette optimisation est très simple, puisqu'elle est basée sur la mesure d'une tension continue. Les émetteurs à sous-porteuse (fig. 7-9 et 7-10), possèdent un ajustage de fréquence en plus de celui de l'optimisation. Le premier agit comme le bouton d'accord d'un récepteur, on peut donc très facilement l'ajuster à l'oreille. Le second permet d'obtenir le meilleur compromis entre puissance et limite de distorsion, c'est-à-dire qu'il faut le régler de façon à obtenir une écoute aussi nette et puissante que possible.

Bien entendu, cela ne réussira que si on ne surmodule pas l'émetteur par une tension d'entrée trop forte. Il convient donc de n'agir que progressivement sur ce niveau d'entrée (R1) qu'on amène peu avant la limite de distorsion une fois que les autres éléments variables sont correctement ajustés.

Les meilleures conditions de transmission seront obtenues lorsqu'on travaille en liaison directe, sans réflexion, à une distance de quelques mètres, les photoseminconducteurs étant précisément alignés l'un en direction de l'autre.

On constatera alors que le procédé à sous-porteuse permet certes une portée plus grande que celui à modulation directe, mais l'amélioration semblera peu importante par rapport à la complexité du montage à sous-porteuse. On peut en conclure qu'un procédé encore plus efficace demanderait une complexité encore nettement plus grande.

Une transmission par réflexion, sur un plafond par exemple, est souvent aléatoire, car le rendement de réflexion dépend de l'état de la surface réfléchissante, et il n'est guère possible de déterminer cet état en partant de l'impression qu'on obtient pour la lumière visible. Le rayonnement infrarouge peut, en effet, se comporter d'une façon assez différente. Avec le récepteur de la figure 7-13, on peut, en principe, espérer un rendement meilleur, car ce récepteur est plus sensible que celui de la figure 7-10.

Mais cette sensibilité concerne le signal utile aussi bien que les perturbations dues à la lumière ambiante, si bien que ce n'est qu'à l'obscurité que l'avantage d'une grande sensibilité est effectivement exploitable.

Dans le cas de la liaison directe, une augmentation considérable de la portée peut être obtenue par un agrandissement de l'« antenne », ou plus exactement de la surface de réception. La figure 7-17 montre qu'il suffit, pour cela, de placer une lentille devant le phototransistor. Avec une simple loupe d'un diamètre de 5 à 8 cm, on arrive ainsi à couvrir une portée de plus de 10 m, mais l'orientation est assez délicate.

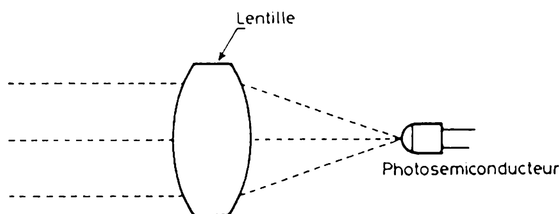



**Fig. 7-17. — En accentuant l'effet directif des photosemiconducteurs à l'aide d'une lentille, on arrive à une portée dépassant largement 10 mètres.**

On peut également, comme le montre la figure 7-18, employer un réflecteur parabolique, mais il faut alors utiliser un phototransistor à grand angle d'ouverture et l'orienter vers l'intérieur du réflecteur (lampe de poche ou phare de voiture). Pour déterminer l'emplacement optimal du phototransistor, on peut le remplacer provisoirement par une diode luminescente à lumière visible, qu'on place de façon qu'elle se reflète sur une partie aussi grande que possible du réflecteur, ce dernier étant vu à grande distance.

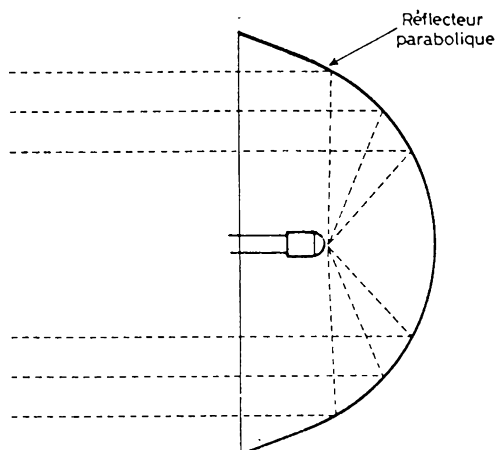



Fig. 7-18. — Un réflecteur parabolique peut également être utilisé pour la concentration du rayonnement.

A l'émission, un rendement équivalent à plusieurs diodes émettrices d'infrarouge peut être obtenu avec une seule diode qu'on munit d'une lentille ou qu'on place dans un réflecteur parabolique. Dans ce dernier cas, il convient d'utiliser un type à grand angle de rayonnement.

Bien entendu, plus on concentre le rayonnement par des lentilles ou par des réflecteurs, plus l'orientation deviendra délicate. Mais en revanche, on a non seulement l'avantage d'une plus grande portée, mais aussi celui d'une liaison très « discrète », c'est-à-dire ne pouvant être captée par personne d'autre que son destinataire.

CHAPITRE VIII

# TRANSMISSION D'AUDIOFRÉQUENCES EN MODULATION DE FRÉQUENCE

Les montages du précédent chapitre faisaient appel au principe de la modulation d'amplitude pour la transmission des informations ou de "signaux" (parole ou musique). Ainsi qu'on l'a vu, cette méthode consiste à faire varier une amplitude, c'est-à-dire une intensité (de rayonnement direct ou de sous-porteuse) en fonction du signal à transmettre. Ces variations sont plus ou moins rapides suivant la fréquence du signal (sons graves ou aigus), et plus ou moins profondes suivant le "volume" de ce même signal.

En radiodiffusion notamment, on utilise un autre principe de modulation bien connue des amateurs de haute fidélité : la modulation de fréquence. Elle est un peu plus difficile à mettre en œuvre, mais donne, sous certaines réserves, de meilleurs résultats notamment quant à la linéarité de la transmission et quant à la protection envers les perturbations.

## PARTICULARITÉS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

Comme le nom du procédé l'indique, la modulation de fréquence consiste à faire agir le signal, c'est-à-dire l'information à transmettre, non plus sur l'amplitude, mais sur la fréquence d'une porteuse ou d'une sous-porteuse.

Il en résulte des variations de fréquence d'autant plus rapides que la fréquence du signal est plus élevée, et une "excursion" d'autant plus importante que le volume de ce signal est plus fort. Par "excursion", on entend le nombre de kilohertz sur lequel la variation de fréquence s'étend.

Comme il n'est pas possible d'agir efficacement sur la fréquence (ou sur la longueur d'onde) du rayonnement émis par une diode à infrarouges, on procède par l'intermédiaire d'une sous-porteuse. Dans le cas de la réalisation qui est décrite plus loin, la fréquence de repos de cette sous-porteuse est de 50 kHz environ. Elle agit sur la porteuse (sur le rayonnement infrarouge) par modulation d'amplitude ou, plus exactement, par tout ou rien.

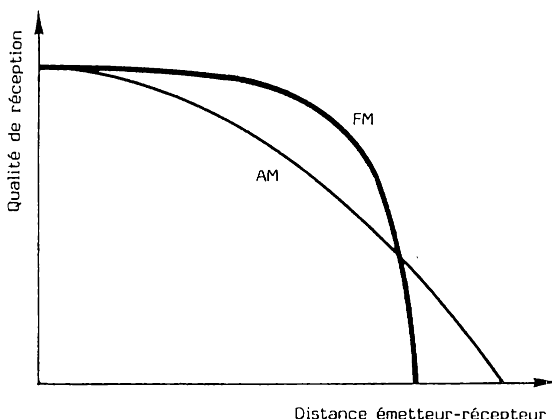



**Fig. 8-1. — La modulation de fréquence n'est supérieure à celle d'amplitude que si on fait abstraction de ce qui se passe à la limite d'intelligibilité.**

Cela signifie que cette porteuse se trouve tout simplement découpée au rythme de la sous-porteuse, laquelle se trouve modulée, en fréquence, avec une excursion maximale de ± 20 kHz. Ainsi, la fréquence de la sous-porteuse est susceptible d'évoluer entre 50 - 20 = 30 et 50 + 20 = 70 kHz.

A la réception, on s'arrange pour prendre en compte exclusivement les variations de fréquence, et non pas celle d'amplitude. Comme les perturbations (bruit) se manifestent essentiellement par des variations d'amplitude, il en résulte une amélioration appréciable de la qualité de transmission.

Cependant, cette amélioration n'est pas inconditionnelle. La figure 8-1 illustre une comparaison (nécessairement subjective, donc approximative), entre les modulations d'amplitude (AM) et de fréquence (FM). Alors que la qualité de la première décroît à peu près régulièrement avec la distance entre émetteur et récepteur, la seconde présente, toutes choses égales par ailleurs, un palier de qualité exprimant une nette supériorité aux distances faibles et moyennes. Au-delà de ce palier, la qualité de la FM décroît rapidement, et il existe même une plage extrême, sur laquelle la modulation d'amplitude est encore intelligible (avec quelque peine), alors que la modulation de fréquence ne l'est plus.

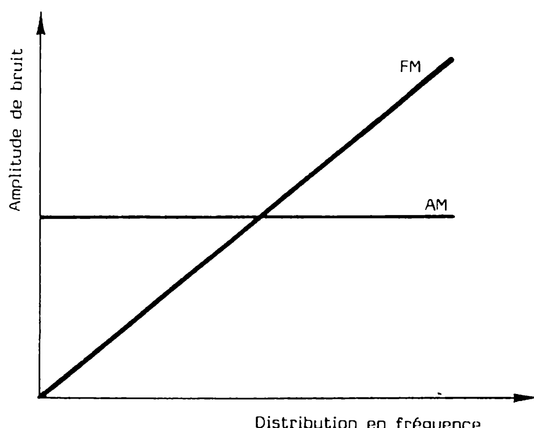



**Fig. 8-2. — La répartition spectrale du bruit est homogène en AM, alors que l'amplitude de bruit FM est proportionnelle à la fréquence de modulation.**

On peut pousser la limite de rentabilité de la modulation de fréquence un peu plus loin en soignant le montage, c'est-à-dire en le rendant plus complexe. Un point important à exploiter, à ce titre, réside dans les différentes réponses au bruit des deux types de modulation.

Lors de conditions de réception correspondant à l'intersection des courbes AM et FM de la figure 8-1, la puissance du bruit de perturbation est la même, dans les deux cas. Il en est différemment quant à la réponse spectrale de ce bruit. La figure 8-2 montre qu'en AM, on observe un "bruit

blanc", c'est-à-dire un mélange équilibré de toutes les fréquences qui sont comprises dans la gamme acoustique. En revanche, le bruit résiduel de la modulation de fréquence présente une sonorité beaucoup plus aiguë, car les fréquences élevées y prédominent. En analysant ce bruit à l'aide d'un filtre à bande étroite et ajustable en fréquence, on constatera que l'amplitude de bruit est proportionnelle à la fréquence.

On peut ainsi améliorer sensiblement le confort de réception en atténuant les fréquences élevées à l'aide d'un filtre passe-bas. Certes, cette atténuation se répercutera aussi sur le signal utile, et on s'éloigne donc des conditions de la "haute fidélité". Mais il y a un remède. Il consiste dans une "préaccentuation" des fréquences élevées, à l'émission. On soumet le signal BF à une fonction "passe-haut", et l'altération qu'il y subira ainsi, à l'émission, sera précisément compensée par le filtre passe-bas qu'on utilise, à la réception, pour atténuer le bruit.

## PRINCIPE DE L'ÉMETTEUR

Le diagramme de la figure 8-3 montre que l'émetteur comporte un préamplificateur BF. Le signal d'entrée, provenant d'un microphone, ou de la voie son d'un téléviseur, etc., y est élevé à une amplitude suffisante pour pouvoir attaquer le modulateur.

Ce dernier est un oscillateur dont la fréquence dépend d'une tension de commande qu'on lui applique. En anglais, un tel circuit est appelé "Voltage controled oscillator", d'où l'abréviation VCO qu'on utilise souvent pour ce type de montage.

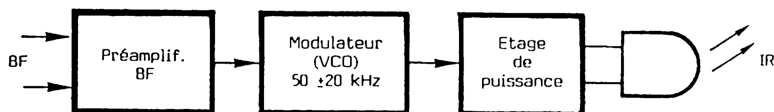



**Fig. 8-3. — Principe de l'émetteur. Le modulateur est un oscillateur dont la fréquence est une fonction linéaire d'une tension de commande.**

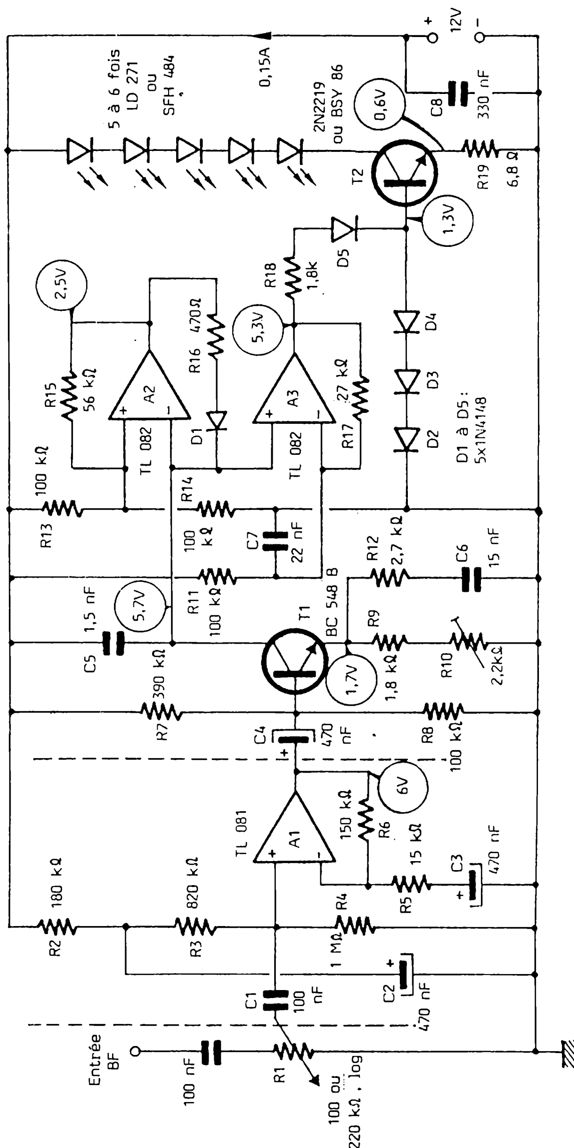



**Fig. 8-4. — Schéma complet de l'émetteur. Le premier amplificateur opérationnel sert de préamplificateur BF, et les deux autres font partie du modulateur de fréquence.**

Ainsi qu'on le verra plus loin, ce VCO est un oscillateur à relaxation dont le condensateur est déchargé, périodiquement, avec une intensité proportionnelle à la valeur instantanée du signal de modulation. On obtient ainsi un excellente linéarité de modulation. Accessoirement, ce procédé ne nécessite de bobinage ni à l'émission, ni à la réception, ce qui facilite la réalisation de l'ensemble, malgré la complexité apparente des circuits.

Le modulateur attaque un étage de puissance qui ne fait rien d'autre que de découper, au rythme du signal fourni par le VCO, l'intensité d'alimentation des diodes de rayonnement infrarouge.

## PRÉAMPLIFICATEUR D'ÉMISSION

La figure 8-4 montre le schéma complet de l'émetteur à modulation de fréquence. Le préamplificateur (gain en tension de 11) est constitué par un amplificateur opérationnel TL 081.

Quand le signal à transmettre provient de la sortie son d'un téléviseur, d'un radiorécepteur ou d'un enregistreur, on dispose souvent d'une amplitude suffisante (0,5 à 1 $V_{eff}$) pour qu'une préamplification dans un rapport de 2 soit suffisante. On peut alors utiliser le préamplificateur de la fi-

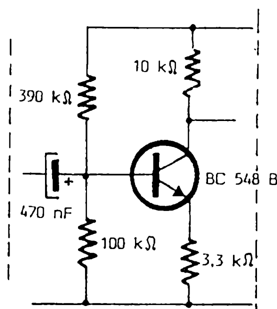



**Fig. 8-5. — Quand on peut se contenter d'un faible gain BF, on peut remplacer l'amplificateur opérationnel A1 de la figure 8-4 par ce montage.**

gure 8-5. Il s'insère directement entre les deux lignes pointillées qui ont été tracées dans le schéma de la figure 8-4.

Si, au contraire, on a besoin d'un gain plus important (attaque par un microphone dynamique), il suffit de choisir le rapport (R5 + R6)/R5 égal au gain désiré. En portant, par exemple, R5 à 1,5 MΩ, on obtiendra un gain de 100. La modulation maximale de l'émetteur sera alors obtenue avec une tension efficace d'entrée de 2,5 mV.

Dans tous les cas, il convient d'ajuster le potentiomètre d'entrée, R1, de façon à obtenir l'excursion optimale, sans surmodulation aux signaux forts. Les modalités de cet ajustage sont données plus loin, dans le paragraphe consacré à l'expérimentation.

***Composants figure 8-5 (Variante amplificateur BF) :***

1 Condensateur électrolytique, 470 nF, 20 V
4 Résistances, 3,3 kΩ, 10 kΩ, 100 kΩ et 390 kΩ
1 Transistor BC 548 B ou équivalent

## MODULATEUR DE FRÉQUENCE

L'amplificateur A1 (fig 8-4) est utilisé en trigger de Schmitt. Son entrée "moins" se trouve connectée sur C5. La rapidité de charge de ce condensateur dépend de l'intensité de collecteur de T1, donc de la valeur instantanée du signal BF.

Lorsque la tension aux bornes de C5 atteint le seuil du trigger, celui-ci bascule, et C5 est alors très rapidement déchargé via R16 et D1. Puis, il se charge de nouveau, plus lentement, par le courant de collecteur de T1. On obtient ainsi, aux bornes de ce condensateur, une dent de scie dont la fréquence est une fonction linéaire du signal BF d'entrée.

Comme on préfère, pour des raisons de rendement, attaquer l'étage de sortie avec une rectangulaire, on connecte aussi A3 sur C5. Ce second am-

plificateur est utilisé en comparateur. La valeur de R11 a été choisie de façon à obtenir un signal de sortie symétrique (rapport cyclique voisin de 0,5).

La fréquence de repos du modulateur étant déterminée par l'intensité de collecteur de T1, on peut l'ajuster par R10. On verra, plus loin, que cet ajustage se fait sur la fréquence centrale du récepteur. Bien entendu, cette fréquence de repos dépend aussi de la valeur de C5. On aura donc avantage à utiliser un type donné pour une tolérance de 10 % (diélectrique plastique, polystyrol ou équivalant). Surtout ne pas utiliser un condensateur céramique, courant de fuite et effet de température seraient prohibitifs.

Les éléments R12 et C6 constituent un passe-haut d'intensité et assurent ainsi la préaccentuation dont il était question plus haut. Leurs valeurs ont été choisies de façon que les fréquences élevées de modulation (à partir de 4 kHz environ) donnent progressivement lieu à une excursion supérieure à la valeur nominale. Cette accentuation atteint 6 dB vers 10 kHz. Une surmodulation n'est guère à craindre de ce fait, car dans un signal audio, les fréquences aussi élevées n'existent que sous forme d'harmoniques, c'est-à-dire avec des amplitudes relativement faibles.

## ÉTAGE DE SORTIE ET ALIMENTATION

Le transistor T2 commande les diodes à infrarouges suivant le principe de l'intensité constante. La tension de référence qui est nécessaire pour ce mode de fonctionnement, est obtenue par la tension de seuil des diodes D2 à D4. On obtient ainsi une correction de température, excluant tout dommage en cas de température ambiante élevée.

Comme la tension de sortie de A3 ne s'annule pas complètement, lors des alternances correspondantes, on intercale la diode D5, laquelle agit également par son seuil, pour assurer un blocage parfait de T2.

L'intensité moyenne de collecteur de T2 est de 120 mA environ, avec les valeurs du schéma. Quand on utilise des diodes d'émission à boîtier métal, supportant une intensité plus forte, on peut réduire R19 en conséquence (5,6 ou 4,7 $\Omega$), et on aura alors avantage à ramener R18 à 1,2 k$\Omega$.

En sortie, on peut utiliser indifféremment 5 ou 6 diodes luminescentes, connectées en série. Suivant l'effet de directivité qu'on souhaite obtenir,

on fera appel à des diodes à faisceau plus ou moins étroit, orientées toutes dans la même direction ou disposées en éventail. Bien entendu, la portée sera d'autant plus réduite qu'on cherche à diffuser plus large. Seule l'expérience permettra de déterminer le compromis optimal.

**Fig. 8-6. — Alimentation 12 V pour l'émetteur à modulation de fréquence de la figure 8-4.**

La tension d'alimentation a été choisie égale à 12 V, car cette valeur est souvent disponible dans les téléviseurs dont la sortie son doit attaquer l'émetteur d'infrarouges. On peut notamment en profiter quand c'est l'amplificateur BF du téléviseur qui est alimenté en 12 V, car cet amplificateur ne fonctionnera, en principe, qu'à puissance réduite, quand on diffuse le son par voie infrarouge. Quand on envisage un fonctionnement autonome, on pourra faire appel au circuit d'alimentation de la figure 8-6.

La figure 8-7 propose un circuit imprimé pour le montage de la figure 8-4 et pour l'alimentation de la figure 8-6. Le régulateur 12 V se trouve monté sur la face câblage de la platine. On y laisse subsister une petite surface cuivrée, laquelle constituera un radiateur suffisamment efficace pour l'application envisagée.

Les dimensions du circuit imprimé sont adaptées à un boîtier Teko P/3, lequel contiendra aussi le transformateur. Interrupteur et fusible sont logés dans une paroi latérale, alors que la platine métallique supporte le connecteur d'entrée, le potentiomètre de volume et deux douilles, sur lesquelles

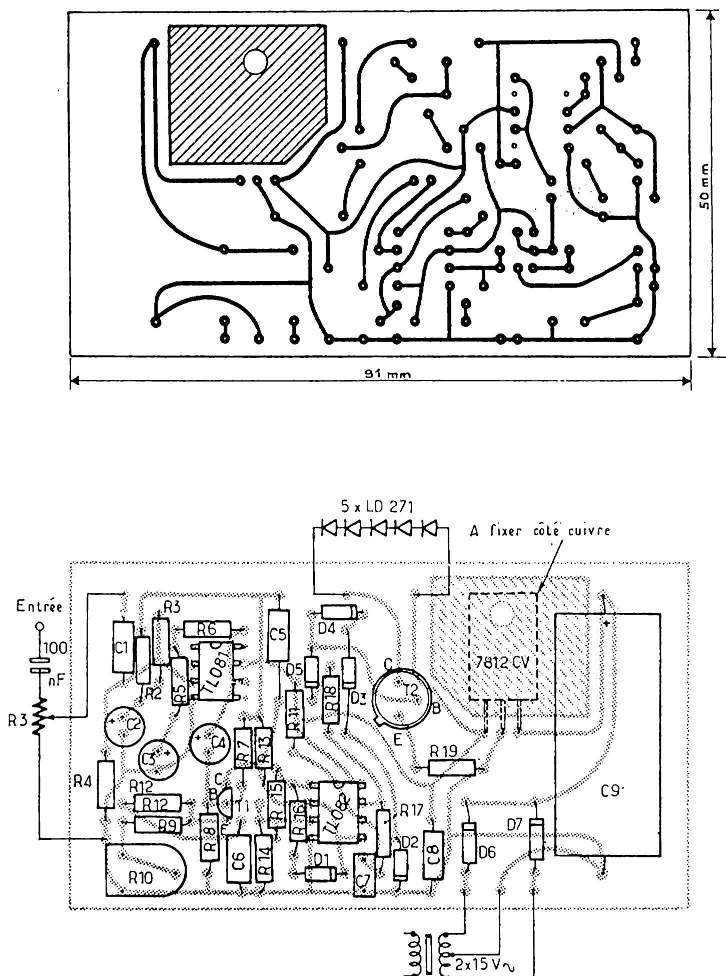



**Fig. 8-7. — Platine imprimée pour l'émetteur de la figure 8-4 et l'alimentation de la figure 8-6. Elle peut être logée dans un boîtier Teko P/3 lequel contiendra aussi le transformateur d'alimentation.**

***Composants figures 8-4, 8-6 et 8-7 (émetteur FM) :***

A1 : Amplificateur opérationnel TL 081 CP
A2 + A3 : Double amplificateur opérationnel TL 082 CP
C1 : 100 nF, diélectrique plastique
C2, C3, C4 : 470 nF, 20 V, électrolytique
C5 : 1,5 nF, styroflex ou diélectrique plastique (± 10 %)
C6 : 15 nF, diélectrique plastique
C7 : 22 nF, céramique ou diélectrique plastique
C8 : 330 nF diélectrique plastique
C9 : 1000 μF, électrolytique
D1 à D5 : 1 N 4148 ou équivalentes
R1 : Potentiomètre 100 ou 220 kΩ, logarithmique
R2 : 180 kΩ
R3 : 820 kΩ
R4 : 1 MΩ
R5 : 15 kΩ
R6 : 150 kΩ
R7 : 390 kΩ
R8 : 100 kΩ
R9 : 1,8 kΩ
R10 : Ajustable 2,2 kΩ
R11 : 100 kΩ
R12 : 2,7 kΩ
R13, R14 : 100 kΩ
R15 : 56 kΩ
R16 : 470 Ω
R17 : 27 kΩ
R18 : 1,8 kΩ
R19 : 6,8 Ω
T1 : BC 548 B ou équivalent
T2 : 2 N 2219 ou équivalent
Condensateur d'entrée BF : 100 nF, 100 V
Régulateur de tension 12 V : 7812 CV ou équivalent
Transformateur d'alimentation : 2 fois 12 V, 0,16 A (5 VA)
Diode(s) à infrarouges : LD 271, LD 242, CQX 19 CQY 37, CQW 89 B, SFH 484 ou similaire(s)

on connecte les diodes d'émission, montées sur une petite plaquette se terminant par des fils rigides qu'on pourra plier de façon à obtenir l'orientation souhaitée.

## PRINCIPE DU RÉCEPTEUR FM

Le récepteur de modulation de fréquence fait appel à une boucle de phase et fonctionne en démodulation synchrone. C'est à peu près ce qu'il y a de plus sophistiqué en la matière. Néanmoins, ce récepteur ne nécessite aucun bobinage.

La figure 8-8 présente son diagramme de fonctionnement. Pour des raisons de bande passante, on utilise non pas un phototransistor, mais une photodiode, à cause de sa capacité interne plus faible.

Pour obtenir un bon rendement, on doit la faire travailler avec une résistance de charge de l'ordre de 100 kΩ.

En cas de fort éclairement ambiant, la photodiode risque de saturer dans ces conditions, ou du moins travailler avec une tension résiduelle si faible que sa capacité interne devient prohibitive (voir, à ce sujet, la figure 3-10). Pour cette raison, on fait appel à un circuit de charge actif, obéissant si peu à la loi d'Ohm que la résistance virtuelle de charge et la tension à ces bornes ne varient que très peu avec l'intensité qui le parcourt. Accessoirement, cette charge active filtre la composante alternative (100 Hz) des ampoules d'éclairage d'une manière si efficace qu'on ne rencontre aucun problème à ce sujet.

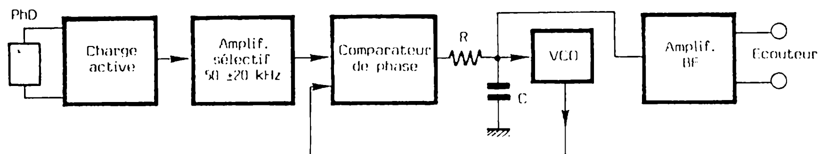



**Fig. 8-8. — Principe du récepteur. On y fait appel à une démodulation synchrone par boucle de phase, ne nécessitant aucun bobinage.**

En fait, cette action de filtrage se trouve encore renforcée par l'amplificateur sélectif (fig. 8-8) dont le gain en tension est voisin de 1000. Du fait de ce gain, on obtient, en fonctionnement normal, une tension parfaitement écrêtée (débarrassée de toute modulation accidentelle ou parasite d'amplitude), à la sortie de cet amplificateur ou, à plus forte raison, après l'amplificateur supplémentaire qui se trouve à l'entrée du comparateur de phase.

Ce comparateur fait partie d'un circuit intégré (CD 4046) lequel contient également un VCO dont le principe est parfaitement identique à celui du VCO de l'émetteur. Or, la tâche du comparateur consiste à comparer le signal de son propre VCO à celui d'un signal qui, tout compte fait, provient du VCO de l'émetteur.

Au départ, ces deux signaux auront des fréquences différentes ou du moins un écart en phase. Partant de cette différence, le comparateur établit un signal d'erreur qui est appliqué au VCO par l'intermédiaire d'un

passe-bas (R et C). Très rapidement, ce signal d'erreur forcera le VCO du récepteur sur une position de phase se trouvant verrouillée avec celle du signal incident.

Une fois que la boucle de phase s'est ainsi verrouillée, les deux VCO (émetteur et récepteur) fonctionnent sur une même fréquence. Si la fréquence à l'émission se trouve alors modifiée du fait de la modulation qui l'affecte, le comparateur du récepteur produit une tension de sortie un peu différente, mais toujours telle, que son propre VCO reste asservi à celui de l'émetteur.

En d'autres termes, le VCO du récepteur est l'esclave de celui de l'émetteur, lui-même esclave du signal BF de modulation. Or, cet asservissement implique que les deux VCO reçoivent des tensions identiques d'entrée, car autrement ils ne pourraient se trouver sur une même fréquence. Le signal FM "démodulé" est ainsi obtenu à l'entrée du VCO du récepteur, car la tension qu'on y trouve est, par définition, égale à celle qui commande le VCO de l'émetteur.

Pour exploiter ce signal, il convient de faire appel à un amplificateur BF d'impédance relativement élevée. Deux versions d'un tel amplificateur seront présentées par la suite.

Le récepteur travaille avec une alimentation autonome de 6 V (piles). On arrive ainsi à un montage léger et peu encombrant. Le fonctionnement est encore correct quand les piles se sont déchargées jusqu'à 5 V - et même moins, bien que la bonne tenue des circuits intégrés du montage ne soit garantie, en principe, que jusqu'à 5 V.

## PHOTODIODE À CHARGE ACTIVE

Le schéma de la figure 8-9 présente les circuits « haute fréquence » et « démodulation » du récepteur à modulation de fréquence. Tant que l'éclairement de la photodiode BP 104 reste faible, sa charge est essentiellement constituée par R1, car la chute de tension sur R2 reste inférieure au seuil de base de T1, et celui-ci reste bloqué.

Lors d'un éclairement plus fort et modulé en basse fréquence (ampoules d'éclairage), T1 tend à amplifier le signal de la photodiode avec inversion de phase. Il se comporte ainsi comme une résistance de charge très faible, et les basses fréquences sont fortement atténuées de ce fait.

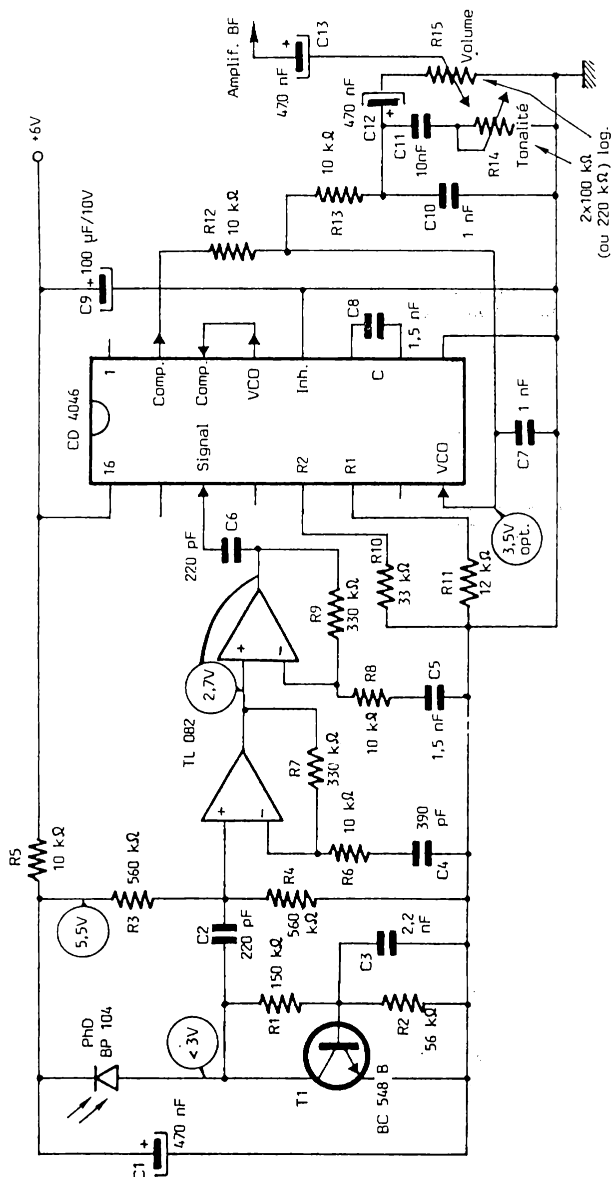



**Fig. 8-9. — Circuits "antenne", de préamplification sélective et de démodulation active du récepteur à modulation de fréquence.**

Il n'en est pas de même pour les fréquences de modulation, beaucoup plus élevées (30 à 70 kHz), car du fait de C3, elles ne peuvent pas parvenir sur la base de T1. Cette dernière ne reçoit ainsi qu'une tension proportionnelle à la moyenne de l'éclairement, et T1 se comporte comme une résistance de charge dont la valeur est au moins aussi élevée que celle de R1.

La conduction de T1 implique une tension de 0,6 V entre base et émetteur. Comme R1 et R2 constituent un diviseur de tension, cela implique 2,4 V entre collecteur et émetteur. Même lors d'un fort éclairement, cette valeur ne pourra être dépassée que de peu, car un tel dépassement implique une augmentation de l'intensité de collecteur de T1, donc une compensation de l'effet qu'on aurait observé avec une résistance de charge purement ohmique.

## AMPLIFICATEUR SÉLECTIF

Obtenir un gain de 1000, jusqu'à 70 kHz, avec un seul amplificateur opérationnel, c'est possible si le produit gain par largeur de bande de cet amplificateur opérationnel est au moins égal à 70 MHz. Cependant, un amplificateur opérationnel double d'une bande passante de 3 MHz est nettement moins cher, présente moins de difficultés de réalisation, et permet un filtrage en étapes, très facile à mettre en œuvre.

Un premier effet de filtrage est déjà obtenu par C2, car ce condensateur assure une fonction passe-haut conjointement avec le diviseur de polarisation de base, R3, R4. On obtient ainsi une réjection supplémentaire des basses fréquences de la modulation perturbatrice due aux ampoules d'éclairage.

Les deux amplificateurs opérationnels qui suivent cette liaison fonctionnent chacun avec un gain de 33, ce qui détermine une fréquence supérieure de coupure de 80 à 90 kHz, pour chacun, soit environ 70 kHz pour l'ensemble des deux étages. La fréquence inférieure de coupure dépend de C4 et de C5. Ces capacités ont été choisies de façon qu'on obtienne une réponse aussi peu accidentée que possible, entre 30 et 70 kHz.

A la sortie, on peut se contenter d'une capacité de liaison (C6) de faible valeur, car le circuit intégré de la boucle de phase (CD 4046) présente une impédance d'entrée élevée.

## DÉMODULATION FM PAR BOUCLE DE PHASE

L'entrée "signal" (broche 14) du CD 4046 aboutit sur un amplificateur à large bande lequel attaque l'une des deux entrées du comparateur de phase. L'autre entrée de ce comparateur (broche 3) est reliée directement à la sortie du VCO (broche 4).

La plage de fréquence de cet oscillateur est déterminée d'une part par les résistances (R10 et R11) qui se trouvent connectées sur les broches 11 et 12, d'autre part par C8. Comme dans le VCO de l'émetteur, on aura avantage à utiliser un condensateur de 10 %, à l'exclusion de tout céramique ou autre type minuscule.

Pour des raisons de dispersion, l'expérimentation successive de deux CD 4046, dans un même montage, peut donner lieu à un écart de plus de 10 % quant aux fréquences de repos du VCO. Pour qu'il y ait, néanmoins, une coïncidence suffisante, on ajuste la fréquence de l'émetteur (par R10, fig. 8-4) de façon à obtenir, en absence de modulation, une tension continue de 3,5 V sur l'entrée de commande du VCO (broche 9, fig. 8-9). Cette tension doit être mesurée avec un voltmètre à forte impédance (voltmètre digital).

Le filtre passe-bas de la boucle de phase (R12, C7) présente une fréquence de coupure de 16 kHz. Cela signifie que des signaux BF jusqu'à 16 kHz peuvent être démodulés. Pour obtenir une bonne séparation de la sous-porteuse, on prévoit un second filtre du même type (R13, C10).

A la suite, on trouve une commande de tonalité (C11, R14). Du fait de la préaccentuation qu'on avait opérée à l'émetteur, elle agit dans les deux sens. Les sons aigus se trouvent favorisés, quand la valeur de R14 est maximale, et on peut les réduire assez fortement dans le cas contraire. En cas de liaison à longue distance ou par réflexion, la commande de tonalité permet de réduire très efficacement le bruit, car les fréquences élevées y prédominent, comme on l'avait vu dans la figure 8-2.

## AMPLIFICATEURS BF DU RÉCEPTEUR

Quand l'émetteur travaille à excursion maximale, on dispose d'une amplitude d'au moins 1 V à la sortie du démodulateur. On peut donc se contenter d'un gain en tension relativement faible dans l'amplificateur précédant l'écouteur.

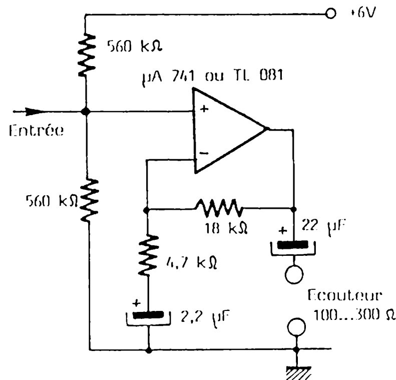



**Fig. 8-10. — Amplificateur BF de faible puissance, pour le récepteur de la figure 8-9.**

***Composants figure 8-10 (Variante amplificateur BF) :***

4 Résistances : 4,7 kΩ, 18 kΩ, 2 fois 560 kΩ
2 Condensateurs : 2,2 et 22 μF, électrolytiques
1 amplificateur opérationnel μA 741 ou TL 081 CP

Une solution particulièrement simple est indiquée dans la figure 8-10. Elle n'est valable que pour des écouteurs de plus de 100 Ω, car l'amplificateur opérationnel ne saurait fournir une intensité suffisante dans une charge plus faible. De plus, l'alimentation n'étant que de 6 V (soit 5 V vers la fin de la vie des piles), on recueille moins de 3 V crête à crête à la sortie de l'amplificateur, d'où une puissance d'écoute souvent insuffisante.

Un amplificateur à symétrie complémentaire, de type classique, peut fournir une intensité plus importante, mais guère plus de tension, car les transistors de sortie travaillent en collecteur commun, d'où une chute de tension d'au moins 1 V dans chacun d'eux, sans parler de ce qu'on perd dans les résistances d'émetteur qu'on prévoit habituellement dans ces montages.

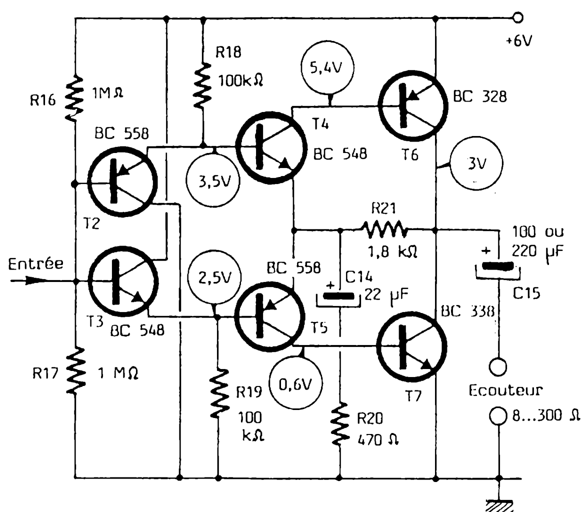
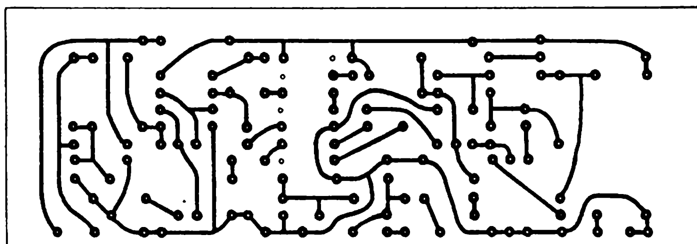



Fig. 8-11. — **Amplificateur de moyenne puisance et de très haut rendement, utilisant de façon optimale la tension d'alimentation de 6 V.**

Un rendement bien meilleur (3 à 4 fois plus de puissance sous 5 V d'alimentation) est obtenu par le montage de la figure 8-11, où les deux transistors de sortie fonctionnent en émetteur commun. Leur tension de déchet n'est alors que de l'ordre de 0,2 V.

Dans ce montage, T3 et T5 constituent un "super-collecteur-commun" NPN-PNP, alors que T4 et T6 forment un "super-collecteur-commun" PNP-

NPN, le tout étant assemblé de façon à pouvoir fonctionner en classe B, et avec un gain en tension égal à (R20 + R21)/R20. Les transistors d'entrée, T1 et T2, sont montés en collecteur commun et servent à la fois à compenser le seuil émetteur-base de T3 et T4, et à doter le montage d'une forte résistance d'entrée (au moins 200 kΩ).



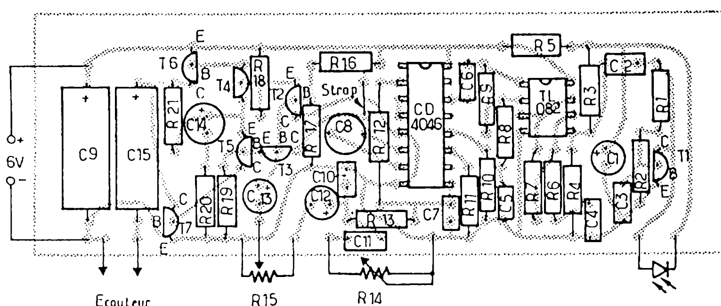



**Fig. 8-12. — Platine imprimée réunissant le récepteur de la figure 8-9 avec l'amplificateur BF de la figure 8-11. La forme allongée garantit un minimum d'interaction entre les circuits du montage.**

On peut utiliser ce montage pour tout écouteur dont l'impédance est égale ou supérieure à 8 Ω. Un fonctionnement avec petit haut-parleur est également possible.

# RÉALISATION DU RÉCEPTEUR

La figure 8-12 propose un circuit imprimé associant le circuit de réception de la figure 8-9 à l'amplificateur de la figure 8-11. Les dimensions de ce circuit ont été choisies de façon qu'on puisse le loger dans un boîtier Teko P/4, à coté d'un support pour quatre petites piles de 1,5 V. Les organes de commande (potentiomètres, interrupteur) peuvent être fixés soit sur la platine métallique, soit dans une paroi latérale du boîtier.

La photodiode BP 104 étant dotée d'un angle d'ouverture relativement large, on peut avoir avantage à la protéger de la lumière ambiante en la disposant, dans le boîtier, 1 à 2 cm en-dessous d'une ouverture circulaire d'un diamètre de 8 à 10 mm. Au besoin, on peut prévoir une lentille pour augmenter la directivité.

En disposant la photodiode directement en-dessous de l'ouverture indiquée plus haut, l'orientation du récepteur sera moins critique. On pourra, dans ces conditions, mieux capter une source diffuse, telle qu'une réflexion du rayonnement émetteur sur un mur ou sur un plafond.

***Composants figures 8-9, 8-11 et 8-12 (récepteur FM) :***

A1 + A2 Double amplificateur opérationnel TL 082 CP
C1 : 470 nF, 20 V, électrolytique
C2 : 220 pF, céramique
C3 : 2,2 nF, céramique
C4 : 390 pF, diélectrique plastique ou céramique
C5 : 1,5 nF, diélectrique plastique ou céramique
C6 : 220 pF, céramique
C7 : 1 nF, diélectrique plastique ou céramique
C8 : 1,5 nF, polystyrol ou diélectrique plastique ( 10 %)
C9 : 100 μF, 10 V, électrolytique
C10 : 1 nF, céramique
C11 : 10 nF, céramique
C12, C13 : 470 nF, 20 V, électrolytique
C14 : 220 μF, 10 V, électrolytique
C15 : 100 ou 220 μF, 10 V, électrolytique
PhD : Photodiode BP 104 (Siemens) ou BPW 50 (RTC)
R1 : 150 kΩ
R2 : 56 kΩ
R3, R4 : 560 kΩ
R5, R6 : 10 kΩ
R7 : 330 kΩ
R8 : 10 kΩ
R9 : 330 kΩ
R10 : 33 kΩ
R11 : 12 kΩ
R12, R13 : 10 kΩ
R14, R15 : Potentiomètres logarithmiques, 100 ou 220 kΩ
T1, T3, T4 : BC 548 B ou équivalents
T2, T5 : BC 558 B ou équivalents
T6 : BC 328
T7 : BC 338
Circuit intégré : CD 4046 (Boucle de phase CMOS)

Il est parfaitement possible de modifier le circuit imprimé, mais on aura toujours avantage à lui conserver une forme relativement allongée, de façon à éviter tout couplage parasite. En effet, les signaux de réception et de VCO sont de même fréquence, et le fonctionnement se trouvera fortement perturbé, si une fraction, même minime, du signal produit par le VCO parvient à l'entrée de l'amplificateur sélectif. Comme un filtrage n'est jamais parfait, on observe même un petit résidu du signal VCO à la sortie de l'amplificateur BF et dans le fil de l'écouteur.

## EXPÉRIMENTATION

Après réalisation des montages et vérification des tensions continues indiquées dans le schéma, on met le récepteur en service. En absence d'émission, on doit entendre un bruit intense dans l'écouteur (potentiomètre de volume largement ouvert), notamment en présence d'une source d'éclairage. Ce bruit doit cesser, dès qu'on met l'émetteur en service (sans le moduler pour l'instant), et quand on oriente ses diodes de rayonnement approximativement sur la photodiode du récepteur.

Si le bruit persiste, modifier la position du potentiomètre de fréquence de l'émetteur (R10, fig. 8-4) jusqu'à ce qu'on obtienne le résultat souhaité. Il se peut, néanmoins, que ce ne soit pas possible. Par exemple, quand l'émetteur ne fonctionne pas correctement. Normalement, les diodes d'émission doivent s'échauffer d'une manière nettement sensible. Si elles restent froides, l'amplificateur de sortie de l'émetteur est en panne.

On peut aussi imaginer des dispersions de caractéristiques telles que les fréquences d'émission et de réception sont trop différentes pour qu'un accord soit possible. Il faudra alors remplacer, dans le récepteur, C8 par 1,2 nF, puis éventuellement par 1,8 nF, jusqu'à ce qu'on obtienne satisfaction.

En tous cas, l'opération finale d'alignement de fréquence consistera à connecter un voltmètre à haute impédance, dans le récepteur, entre masse et broche 9 du CD 4046, et à ajuster, dans l'émetteur, R10 de façon que ce voltmètre indique une tension de 3,5 V.

Un écrêtage par surmodulation est possible dans l'émetteur aussi bien que dans le récepteur, et l'un est aussi désagréable à entendre que l'autre. Pour être sûr d'un fonctionnement nominal du récepteur, on y travaille

avec un volume relativement faible, et on connecte l'entrée BF de l'émetteur sur la source de modulation prévue (sortie son d'un téléviseur, par exemple, en choisissant une émission à fort volume sonore). La limite d'ajustage de R1 (fig. 8-4) sera dépassée, quand le récepteur déforme les passages de très fort signal. Il convient donc d'ajuster R1 un peu en-dessous de cette limite.

Une fois cette mise au point effectuée, on pourra entreprendre des expériences d'orientation et de portée. En transmission directe (sans réflexion), on obtiendra une réception pure et fidèle jusqu'à une distance de 10 mètres au moins. A l'aide de lentilles, une augmentation considérable de la portée est possible, à condition d'une orientation très précise. On trouvera, à ce sujet, quelques conseils à la fin du chapitre précédent.

Une transmission par réflexion sur plafond ou mur est parfois aléatoire, car son rendement dépend essentiellement de la nature de la surface réflectrice (peinture lisse ou revêtement rugueux). Les orientations jouent également un rôle important. Même si les premiers résultats sont peu encourageants, on risque de trouver, à force de patience, des conditions de fonctionnnement parfaitement acceptables, bien que cela puisse se passer dans des conditions d'orientation peu évidentes à priori.

CHAPITRE IX

# TÉLÉCOMMANDE 8 CANAUX PAR RAYONNEMENT INFRAROUGE

Les téléviseurs modernes comportent un circuit de télécommande qui offre, certes, un grand nombre de possibilités, mais dont on ne peut se servir que pour commander son téléviseur. Or, il peut être très commode de disposer également d'une télécommande pour des éclairages, la radio, l'enregistreur magnétique, un ventilateur, etc., et ce notamment pour des personnes alitées ou ayant des difficultés pour se déplacer.

Le dispositif de télécommande décrit ci-dessous permet de transmettre jusqu'à 8 ordres, tout en ne faisant appel qu'à des moyens simples : émetteur et récepteur se logent chacun sur une platine imprimée de 38 × 65 mm. Bien entendu, le principe mentionné peut également être étendu à une commande d'engins autonomes, ainsi qu'à des vecteurs autres que le rayonnement infrarouge.

## CODAGE PAR TRAINS D'IMPULSIONS

La figure 9-1 montre le principe utilisé pour l'émetteur. La diode luminescente (LED) qui émet le rayonnement infrarouge, est alimentée par un multivibrateur travaillant sur une fréquence de 5 kHz. Il produit une modu-

lation du rayonnement d'émission, lequel pourra ainsi être séparé, lors de la réception, du rayonnement ambiant.

A son tour, le multivibrateur de 5 kHz se trouve modulé, par tout ou rien, sur sa commande d'arrêt, à laquelle on applique une rectangulaire de fréquence beaucoup plus basse, 5 Hz environ. Parallèlement, on dispose d'un compteur-décodeur qui compte les impulsions successives de 5 Hz et qui valide (fait passer à « 1 ») d'abord sa sortie n° 1, puis sa sortie n° 2, etc. Les « sorties décodées » du compteur sont reliées à un commutateur de programmation. Si on met ce commutateur par exemple sur la sortie décodée n° 4, la commande d'arrêt du multivibrateur de 5 Hz sera actionné dès le début de la 4e impulsion, et cela se passe si rapidement qu'on n'obtient, en fait, que les 3 premières impulsions à la sortie de l'émetteur.

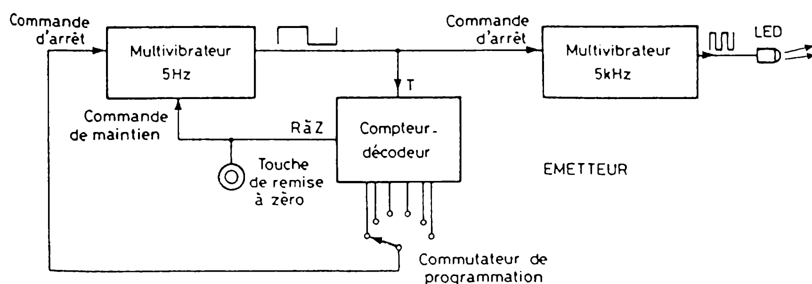



**Fig. 9-1. — L'émetteur rayonne des trains d'impulsions de 5 kHz. C'est le nombre de ces trains qui représente « l'adresse » de l'ordre à exécuter.**

A la réception (fig. 9-2) on restitue, après amplification et démodulation, les impulsions du multivibrateur de 5 Hz. Il suffit donc de disposer d'un compteur-décodeur, identique à celui de l'émetteur, pour mémoriser le nombre d'impulsions reçues, et pour actionner la commande correspondante par l'intermédiaire d'un triac, par exemple.

Si on veut maintenant envoyer un nouvel ordre, il faut d'abord remettre les deux compteurs à zéro. Du côté émetteur, c'est très simple, il suffit de manœuvrer une touche qui agit sur l'entrée correspondante du compteur. Simultanément, cette touche applique une commande de maintien au

multivibrateur de 5 Hz. Ce « maintien » signifie que la sortie de ce multivibrateur reste en permanence au niveau qui lève la commande d'arrêt du multivibrateur de 5 kHz. Ainsi, l'émetteur fonctionne « à jet continu » pendant qu'on manœuvre la touche.

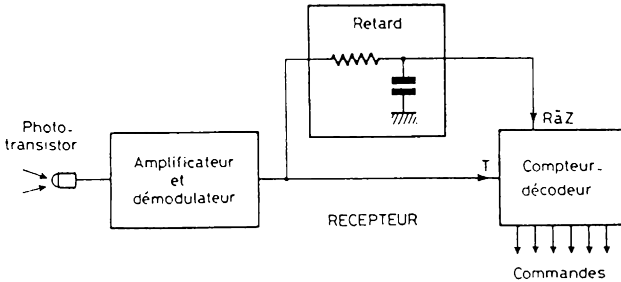



**Fig. 9-2. — Dans le récepteur, on compte le nombre de trains d'impulsions qu'on reçoit. Un signal de longue durée détermine la remise à zéro du compteur.**

Si on met maintenant — sans lâcher la touche — le commutateur de programmation sur une nouvelle position, l'émission « à jet continu » aura duré suffisamment longtemps pour que le circuit de retard du récepteur puisse s'en rendre compte, il répondra par la mise à zéro du compteur-décodeur.

Si on lâche maintenant la touche de remise à zéro, les deux compteurs (émission et réception) partiront « d'un même pied » et progresseront simultanément, comme cela avait été indiqué plus haut.

## CIRCUIT D'ÉMISSION

La figure 9-3 montre que le multivibrateur lent fonctionne avec deux des quatre portes NOR que contient le circuit CMOS CD4001 (ou HEF 4001, 34001). Une autre de ces portes sert d'inverseur, alors que la quatrième reste inutilisée. Les connexions d'alimentation des circuits intégrés ne sont pas représentées sur le schéma.

Pour le multivibrateur de 5 kHz, on se sert d'un NE 555 (ou CA 555 CG), car celui-ci est capable d'une intensité de sortie pouvant atteindre 200 mA, pour la commande de la diode émettrice d'infrarouges. Les types indiqués pour cette dernière ont un effet directif assez prononcé, ce qui assure une bonne concentration de l'énergie émise, tout en demandant une orientation assez précise.

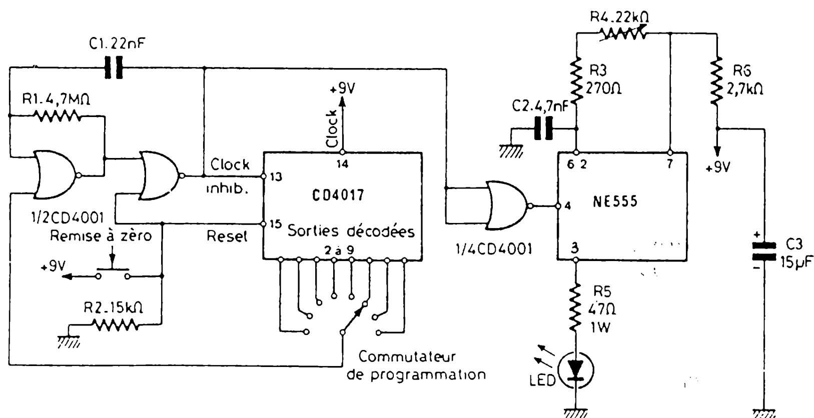
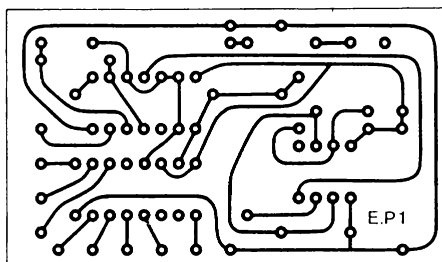



**Fig. 9-3. — L'émetteur comprend deux circuits CMOS, à très faible consommation, et un multivibrateur de puissance.**

Une seule LED assure une portée suffisante pour les applications domestiques envisagées. On peut néanmoins augmenter la portée de l'émetteur — sans augmenter sa consommation d'énergie — en connectant plusieurs diodes d'émissions en série (jusqu'à 5). Il convient alors de diminuer R5 de 8 $\Omega$ environ pour chaque nouvelle diode qu'on ajoute.

Le circuit de sortie comporte un élément ajustable, R4, permettant d'ajuster la fréquence du second multivibrateur sur celle du filtre sélectif du récepteur.

La réalisation du récepteur est illustrée par la figure 9-4. Le circuit imprimé a été conçu pour un boîtier Teko P/2, où il occupe suffisamment peu de place pour qu'on puisse également y loger le bouton poussoir, un interrupteur, le commutateur, ainsi qu'une petite pile de 9 V. Bien que la



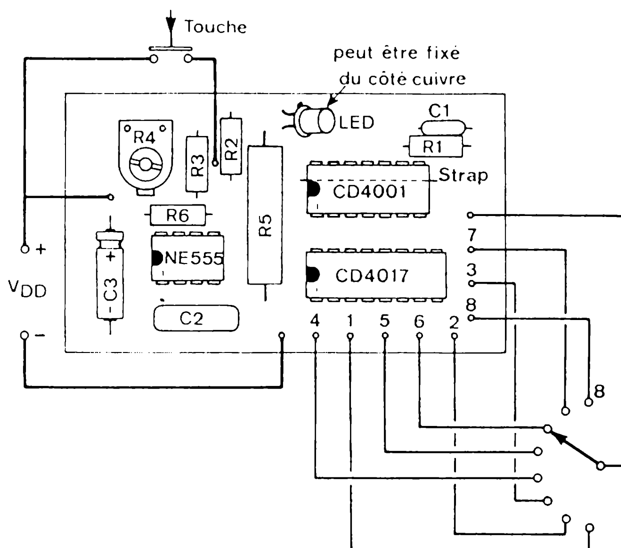
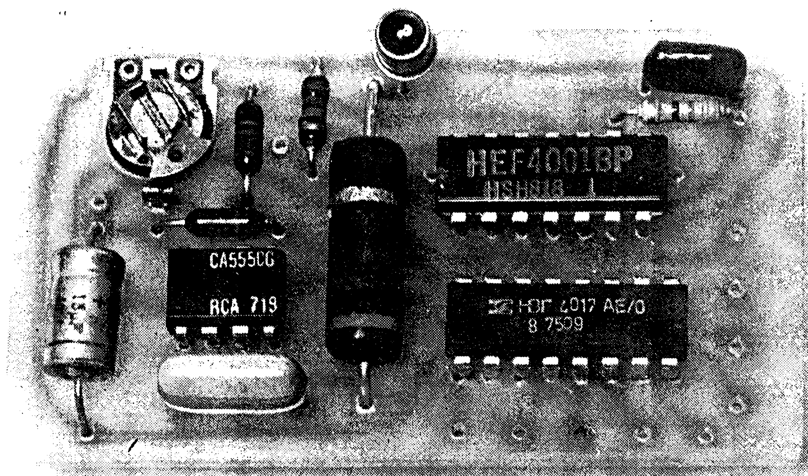




Fig. 9-4. — Les composants de l'émetteur se logent facilement sur une platine de 38 × 65 mm. Le seul et unique « strap » du montage passe en dessous du CD4001.




**Emetteur d'un système de télécommande à 8 canaux.**

consommation de l'émetteur soit de 100 à 200 mA, une petite pile suffit, car l'appareil peut être coupé après chaque exécution de commande.

On aura avantage à souder la diode émettrice sur la face cuivrée du circuit, et de loger ce circuit près de l'une des parois latérales du boîtier, en perçant, dans cette paroi, une ouverture en face de la diode.

***Composants figures 9-3 et 9-4 (émetteur télécommande) :***

C1 : 22 nF diélectrique plastique
C2 : 4,7 nF, céramique ou diélectrique plastique
C3 : 15 μF, 15 V, électrolytique
R1 : 4,7 MΩ
R2 : 15 kΩ
R3 : 270 Ω
R4 : 22 kΩ, ajustable
R5 : 47 Ω, 1 W
R6 : 2,7 kΩ
Circuit intégré CMOS : CD 4011 et CD 4017
Circuit intégré multivibrateur : NE 555
Commutateur rotatif à 8 positions
Diode à infrarouges LD 271, CQY 37, CQW 89 B ou similaire

## CIRCUIT DE RÉCEPTION

Pour une application domestique, on aura avantage à utiliser, à la réception, un phototransistor assez peu directif. Cependant, si la transmission se fait toujours sur un même axe, des types plus directifs permettront d'obtenir une portée plus grande.

Dans le schéma de la figure 9-5, le phototransistor, T1, se trouve suivi d'un double amplificateur opérationnel, TL082 CP. L'un des éléments de ce circuit est utilisé comme filtre actif passe bande, accordé sur 5 kHz environ. Après démodulation et filtrage, le second amplificateur intervient comme trigger, pour l'attaque du compteur. Le circuit de retard, mentionné dans la figure 9-2, est constitué par C7 et R12. La diode D3, connectée aux bornes de R12, fait que ce retard n'intervient que lors de la montée du signal. Mais quand la sortie du trigger retourne à zéro, C7 se trouve immédiatement chargé par D3, si bien que la commande « reset » du CD 4017 se trouve aussitôt levée.

La lumière ambiante provoque, dans le phototransistor, une tension électrique de bruit qui limite la sensibilité utilisable du récepteur. On a donc intérêt à placer le récepteur de façon qu'il soit le moins possible frappé par une source d'éclairage ou par la lumière du jour. Autrement, son compteur risque d'avancer, de façon sporadique, par les irrégularités du bruit, à moins que celui-ci ne détermine une remise à zéro permanente. Si on ne peut remédier par une orientation adéquate de l'appareil, ou par un cône en papier noir qui abrite le phototransistor de la lumière ambiante, on peut diminuer R1 (jusqu'à 2 kΩ, au besoin), mais on perd alors en sensibilité, et on n'obtiendra qu'une portée de 2 à 3 m. Si, au contraire, on peut travailler dans une ambiance assez sombre, on peut augmenter la sensibilité — et la portée — en portant R1 à 47 ou 100 kΩ.

Une sensibilité encore meilleure sera obtenue, même en cas d'éclairement ambiant assez intense, si on remplace R1 par le circuit oscillant de la figure 9-6. Ce circuit est constitué par un condensateur au styroflex CA et un bobinage réalisé dans un pot de ferrite de 18 × 11 mm, matériau 3 H1 (RTC), N22 ou N28 (Siemens). Si l'inductance spécifique de ce pot est de 400 nH/sp$^2$, il convient de bobiner 200 + 350 spires (fil de 0,15 mm, émaillé), alors qu'une inductance spécifique $A_L$ = 315 nH/sp$^2$ mène à un enroulement de 225 + 400 spires. D'autres valeurs de L1 et de CA sont utilisables, si on obtient une fréquence de résonance comprise entre 4,7 et 5,3 kHz avec un facteur de surtension voisin de 100, et une impédance de l'ordre de 50 kΩ à l'endroit où on connecte l'émetteur de T1. L'utilisation

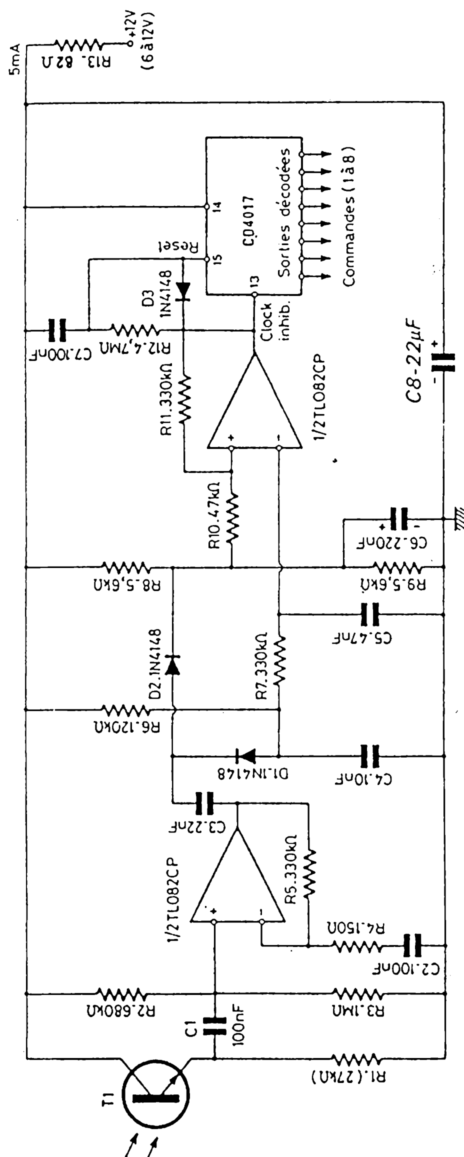



**Fig. 9-5. — Dans le récepteur, la démodulation se trouve précédée d'un filtre actif à grand gain, et suivie d'un trigger.**

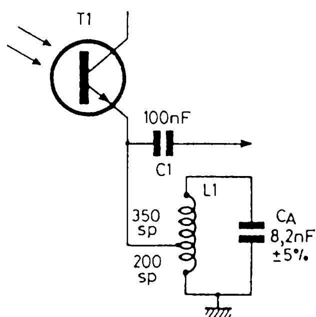
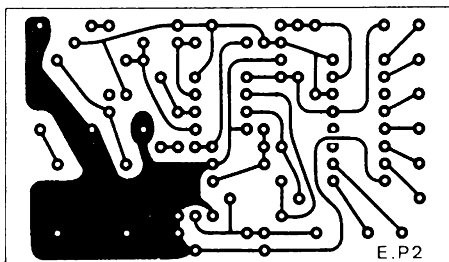



Fig. 9-6. — Circuit sélectif de réception, permettant une portée importante même en cas d'éclairement ambiant intense.



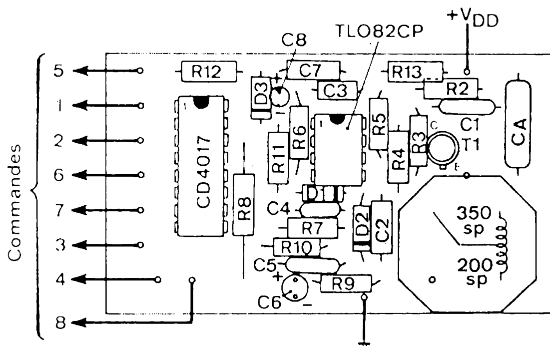




Fig. 9-7. — Platine de réception. Pour C6 et C8, on a prévu des condensateurs au tantale, type « goutte ».

***Composants figures 9-5 et 9-7 (récepteur télécommande) :***

C1, C2 : 100 nF, diélectrique plastique
C3 : 22 nF, céramique ou diélectrique plastique
C4 : 10 nF, céramique ou diélectrique plastique
C5 : 47 nF, céramique ou diélectrique plastique
C6 : 220 nF, tantale (ou diélectrique plastique)
C7 : 100 nF, diélectrique plastique
C8 : 22 $\mu$F, électrolytique
D1, D2, D3 : 1 N 4148 ou similaires
R1 : 27 k$\Omega$
R2 : 680 k$\Omega$
R3 : 1 M$\Omega$
R4 : 150 $\Omega$
R5 : 330 k$\Omega$
R6 : 120 k$\Omega$
R7 : 330 k$\Omega$
R8, R9 : 5,6 k$\Omega$
R10 : 47 k$\Omega$
R11 : 330 k$\Omega$
R12 : 4,7 M$\Omega$
R13 : 82 $\Omega$
T1 : Phototransistor BP 103, BPW 14 B, BPW 22 A ou similaire
Double amplificateur opérationnel TL 082 CP
Circuit intégré CMOS CD 4017

du filtre LC confère au récepteur une sensibilité telle qu'un fonctionnement par réflexion sur un plafond devient possible, si on munit l'émetteur de plusieurs diodes à rayonnement infrarouge.

Sur la platine du récepteur, figure 9-7, l'emplacement du filtre LC a été prévu. Si on se contente de la version à résistance (fig. 9-5), il suffit d'omettre CA et de remplacer L1 par R1, entre émetteur T1 et masse. On remarquera qu'une connexion passe entre deux cosses inutilisées du CD4017. On aura donc avantage à ne pas entourer ces cosses de l'habituel îlot de cuivre. Les dimensions de la platine sont encore adaptées à un boîtier Teko P/2 qui pourra également recevoir les circuits d'utilisation et d'alimentation, décrits plus loin.

L'ajustage de fréquence (R4, fig. 9-3) peut se faire en recherchant le maximum de déviation d'un contrôleur universel qu'on connecte aux bornes de C4 (fig. 9-5). Il convient d'éloigner l'émetteur à une distance telle que le contrôleur n'indique qu'une tension de l'ordre du volt, car autrement on risque de saturer le récepteur.

# CIRCUITS D'EXPÉRIMENTATION ET D'UTILISATION DIRECTE

Lors de l'expérimentation de l'ensemble émetteur-récepteur, il peut être intéressant de disposer d'une signalisation simple pour un premier contrôle du fonctionnement, sur alimentation de laboratoire. Pour cela, on peut, comme le montre la figure 9-8, connecter une diode à luminescence rouge sur chacune des sorties du compteur-décodeur de réception. Or, certaines échantillons de ce circuit ne fournissent qu'une intensité de l'ordre du milliampère sur ces sorties, si bien qu'on est obligé, pour éviter toute surcharge, de limiter l'intensité par une résistance de 8,2 kΩ. Dans ces conditions, la luminosité des diodes de signalisation reste si faible qu'on est obligé de les abriter de la lumière ambiante, pour pouvoir les observer commodément.

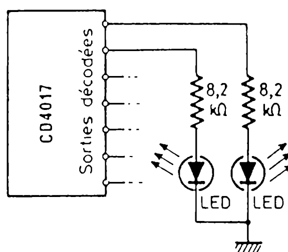



**Fig. 9-8. — Si on se contente d'une luminosité relativement faible, on peut effectuer une indication d'état par des diodes luminescentes directement alimentées par le compteur de réception.**

On a avantage à monter une telle diode de signalisation aussi sur la sortie « 0 » du CD4017, de façon à pouvoir vérifier la remise à zéro, consécutive à la manœuvre du bouton correspondant de l'émetteur. Lorsqu'on lâche ce bouton après avoir mis le commutateur de programmation sur « 8 », toutes les diodes de signalisation s'allumeront brièvement, l'une après l'autre, jusqu'à celle qui correspond à la commande programmée, et qui restera allumée tant qu'on ne procède pas à une nouvelle remise à zéro.

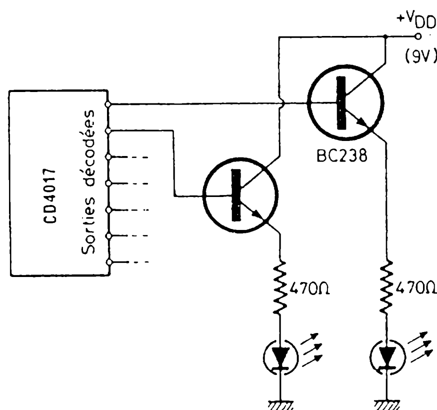



**Fig. 9-9. — Indication à brillance normale, obtenue par l'interposition d'étages collecteur commun.**

Une brillance normale peut être obtenue, avec des diodes à luminosité rouge, si on utilise le circuit de la figure 9-9, où chaque sortie du CD4017 se trouve suivie d'un étage collecteur commun. De cette façon, on peut également commander des relais qui pourront consommer jusqu'à 50 mA, à condition, bien entendu, qu'on dispose d'une source d'alimentation qui peut fournir ces 50 mA. Cette intensité d'utilisation peut même atteindre 500 mA (ampoule, relais, moteur), si on adopte le montage super-collecteur-commun de la figure 9-10.

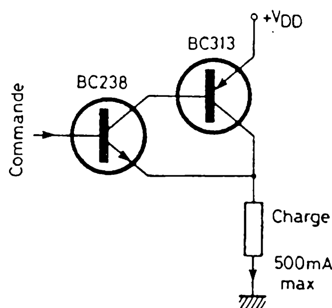



**Fig. 9-10. — Montage permettant d'obtenir une intensité de commande de 500 mA, à partir du compteur-décodeur de réception.**

## COMMANDE DE TRIACS ET ALIMENTATION SANS TRANSFORMATEUR

Pour actionner, à partir du récepteur de télécommande, un éclairage ou un appareil électrique, on a avantage à passer non pas par un relais, mais par un triac, car la consommation reste alors si faible qu'on peut se passer de l'habituel transformateur d'alimentation.

Dans la figure 9-11, le circuit d'alimentation est représenté en haut, à droite. Le condensateur C3 y sert de réducteur d'intensité. Il doit obligatoirement s'agir d'un modèle donné pour une tension continue de 400 V ou

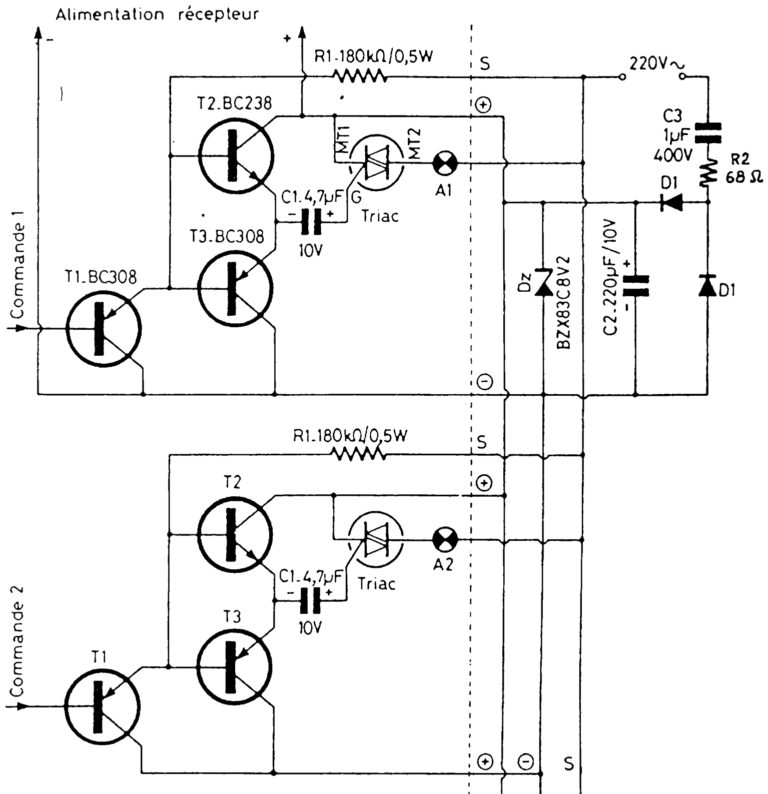



**Fig. 9-11. — Circuits d'utilisation à triac, permettant de transférer les ordres, reçus par le récepteur de télécommande, à un éclairage ou à un appareil électrique. L'alimentation se fait sans transformateur.**

pour une tension alternative de 250 V. Le redressement se fait par D1 et D2, et après filtrage (C2), on dispose d'une tension de 8,2 V aux bornes de $D_2$. L'intensité d'utilisation peut atteindre 30 mA, ce qui est largement suffisant pour alimenter le récepteur ainsi que plusieurs des circuits à triac, représentés dans la partie de gauche de la figure 9-11.

Ces circuits de commande de triac fonctionnent dans un régime impulsionnel et ils ont été calculés assez largement pour qu'on puisse y utiliser n'importe quel triac (donné pour 250 V, 2 A ou plus), et pour qu'on puisse

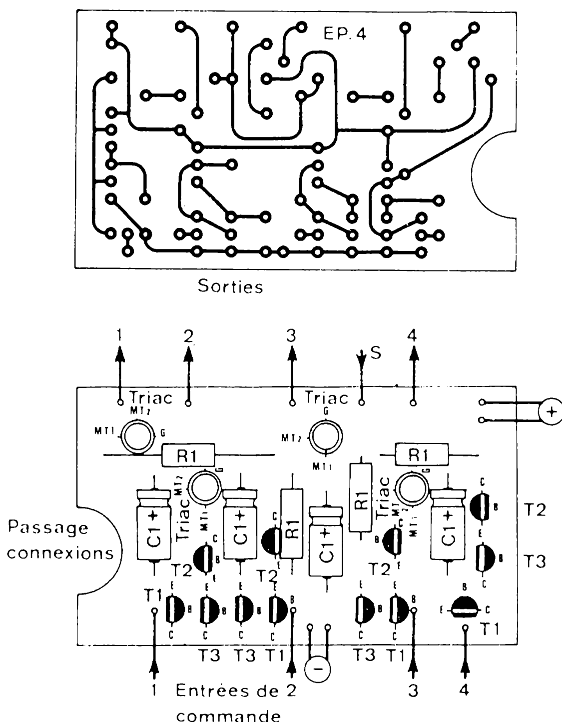



**Fig. 9-12. — Platine réunissant quatre circuits d'utilisation. Les triacs sont à monter « debout ». En repliant les connexions en triangle, on obtient une solidité suffisante.**

***Composants figures 9-11 et 9-12 (commande triacs) :***

Circuit d'alimentation :
C2 : 220 $\mu$F, 10 V, électrolytique
C3 : 1 $\mu$F, 400 V, diélectrique plastique
D1, D2 : 1 N 4001
Dz : BCX 83 C 8 V 2 (ou autre diode Zener de 8,2 V)
R2 : 68 $\Omega$

Composants nécessaires pour chacun des circuits d'utilisation :
C1 : 4,7 $\mu$F, 10 V, électrolytique
R1 : 180 k$\Omega$, 0,5 W
T1, T3 : BC 558 ou BC 308
T2 : BC 548 ou BC 238
Triac pour 220 V et au moins 2 A. Sans radiateur, pour ampoule jusqu'à 100 W.

également remplacer T1 à T3 par des types plus ou moins semblables. A la rigueur, on peut même omettre T11, et amener le fil de commande (venant du CD4017 du récepteur) directement sur la connexion commune aux bases de T2 et de T3. Mais il faut alors utiliser, pour ces transistors, de types à fort gain en courant ($>$ 100 à $I_c = 50mA$), et, éventuellement augmenter R1, si l'ampoule commandée ne s'éteint pas complètement quand la commande n'est pas active. Bien entendu, tout autre appareil électrique peut être connecté à la place des ampoules $A_1$ ou $A_2$ du schéma. Pour le triac, un radiateur n'est nécessaire que si la puissance commandée dépasse 100 W.

Il est possible d'étendre le circuit de la figure 9-11 jusqu'à 8 circuits de commande. Le nombre de ces circuits n'a pas de répercussion sur la consommation au niveau de l'alimentation, car, avec le mode de commande envisagé jusqu'ici, il ne peut y avoir qu'un seul des 8 circuits qui fonctionne, à un moment donné.

La figure 9-12 donne le détail d'une platine imprimée portant 4 circuits de commande de triac, conformes à la partie gauche de la figure 9-11. La platine de la figure 9-13 est celle de l'alimentation.

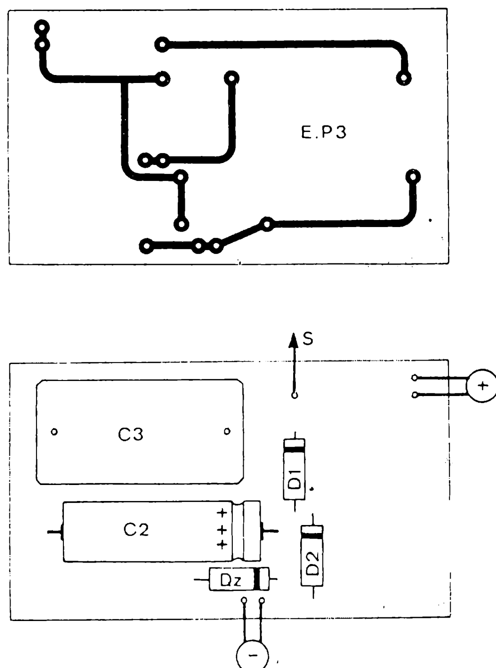



**Fig. 9-13. — Platine d'alimentation, pour le récepteur, pour un maximum de huit circuits d'utilisation.**

## COMMANDE ALTERNÉE

Si on se contente des commandes individuelles, décrites ci-dessus, il est impossible de faire fonctionner simultanément, au moyen de la télécommande, un éclairage et un récepteur de radio, par exemple. Pour rendre possible une telle simultanéité, on peut utiliser la commande alternée qu'illustre la figure 9-14. On y fait appel à une bascule « set-reset », ou la commande « 7 » donne un ordre d'allumage qui est maintenu, même si on commande autre chose par la suite, tant qu'on n'a pas donné l'ordre « 8 », lequel détermine l'extinction de l'ampoule A.

Bien entendu, ce mode de commande ne fonctionne que sur les deux derniers pas du programme. En effet, si on met l'allumage sur « 5 » et l'extinction sur « 6 », on ne pourra plus jamais aller jusqu'à « 7 » ou « 8 », sans provoquer l'extinction. A moins de prévoir un retard, comme cela est indiqué, en pointillé, dans la figure 9-14. Ce retard est suffisamment long pour que le circuit ne puisse répondre, quand le compteur passe rapidement sur « 1 » à « 6 », pour atteindre « 7 », par exemple.

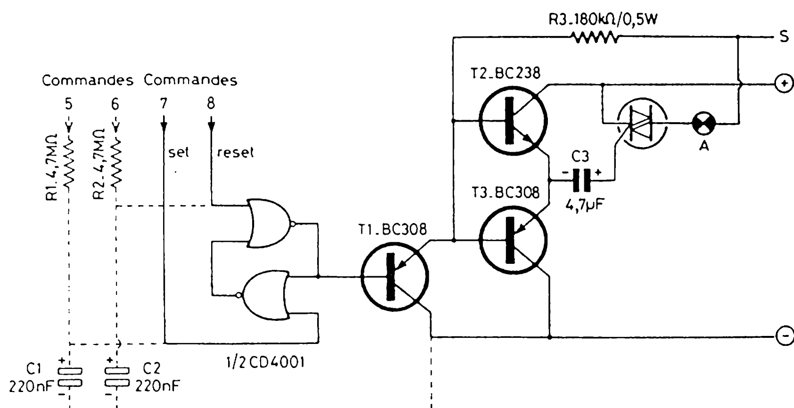



**Fig. 9-14. — Commande alternée d'un triac, par bascule set-reset. Une cellule de retard (en pointillé) est nécessaire, si on veut éviter l'adressage d'un ordre, sur lequel le compteur ne fait que passer.**

La figure 9-15 illustre un circuit imprimé qui porte le montage de la figure 9-14 en deux exemplaires : une fois avec et une fois sans cellules de retard. Sur ce circuit, comme sur celui de la figure 9-12, on a prévu deux accès pour les interconnexions « + », « — » et « S ». On pourra ainsi connecter plus facilement les platines entr'elles, avec des fils souples, avant de les enfiler dans les rainures correspondantes du boîtier.

Dans ce boîtier, le récepteur est à loger près d'une paroi latérale, dans laquelle on perce un trou, en face du phototransistor, lequel est à disposer du côté cuivre de la platine. Ensuite, on peut loger, dans ce même boîtier,

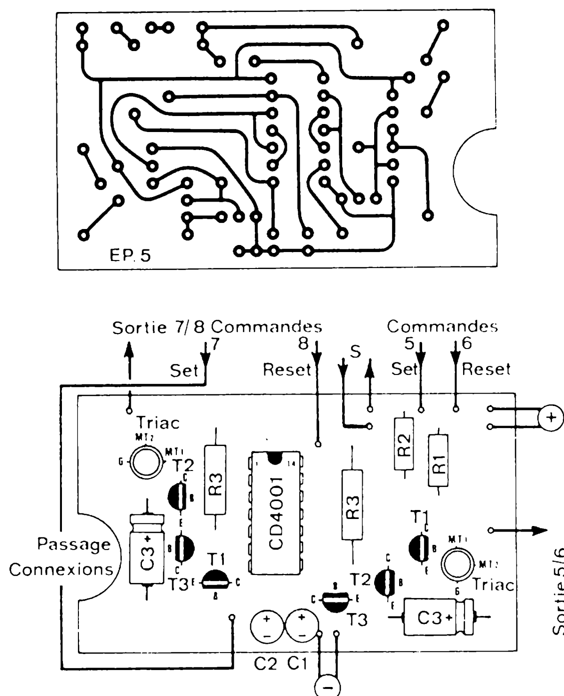



**Fig. 9-15. — Platine imprimée réunissant une commande alternée directe avec une commande alternée retardée. Toutes les platines sont prévues pour boîtier Teko P/2 (38 × 65 mm).**

un circuit de la figure 9-12, un de la figure 9-15, et celui d'alimentation (fig. 9-13). Bien entendu, il n'est nécessaire d'équiper les platines à triacs que dans la mesure des commandes dont on aura effectivement besoin. Il est également possible de travailler uniquement avec des commandes alternées (deux platines suivant figure 9-15), ou uniquement avec des commandes simples (deux fois figure 9-12), bien que, dans ce dernier cas, le

***Composants figure 9-15 (commandes alternées) :***

Pour l'ensemble :
C1, C2 : 220 nF, 25 V, tantale (ou 220 nF, diélectrique plastique)
R1, R2 : 4,7 MΩ
Circuit intégré CMOS CD 4001

Pour chaque voie :
C1 : 4,7 μF, 10 V, électrolytique
R1 : 180 kΩ, 0,5 W
T1, T3 : BC 558 ou BC 308
T2 : BC 548 ou BC 238
Triac pour 220 V et au moins 2 A. Sans radiateur, pour ampoule jusqu'à 100 W.

volume des prises de courant qu'il faut monter autour de l'appareil, pour brancher 8 cordons d'alimentation, risque de dépasser celui du boîtier.

L'expérimentation devient extrêmement dangereuse, dès qu'on alimente l'appareil directement sur 220 V. On a donc avantage à effectuer la vérification du récepteur avec une alimentation de laboratoire, ou sur piles, en se servant, pour l'indication, des circuits des figures 9-8 ou 9-9. Les circuits de commande de triac peuvent être vérifiés séparément, en les utilisant pour alimenter une ampoule de 25 ou de 40 W. Normalement allumée, cette ampoule doit s'éteindre, si on relie, avec un fil convenablement isolé de la main de l'opérateur, la base de T1 au négatif de l'alimentation.

La portée de transmission dépend beaucoup de l'ajustage exact de la fréquence d'émission (R4, fig. 9-3) sur la fréquence de sélection du récepteur. Cet ajustage est facile à effectuer, si on augmente progressivement la distance entre émetteur et récepteur, et il ne saura être critique pour les applications domestiques courantes.

CHAPITRE X

# TÉLÉCOMMANDE AUDIO-VIDÉO

Les systèmes de télécommande pour récepteurs de télévision et chaînes de haute fidélité doivent comporter non seulement des instructions « marche-arrêt », mais aussi des commandes analogiques (progressives) pour volume, tonalité, luminosité, contraste. De plus, l'utilisateur exige une commodité d'utilisation plus grande que ce n'était le cas pour l'appareil décrit au chapitre précédent. Il ne veut pas être obligé de manœuvrer un bouton et un commutateur, mais simplement une touche. Cela complique la réalisation d'autant plus qu'on doit prévoir au moins une trentaine de commandes, tout en assurant une insensibilité aux perturbations telle qu'il devienne possible de commander, simultanément et dans un même local, deux récepteurs d'ordres avec deux émetteurs.

Un tel système devient alors également utilisable pour toutes sortes d'applications en télécommande industrielle. Il permet aussi la télécommande radioélectrique, pourvu qu'on remplace les éléments opto-électroniques par un émetteur et un récepteur HF. Malgré une intégration très poussée, ces systèmes restent suffisamment complexes pour que seule une description d'ordre général puisse être envisagée dans le cadre de ce livre. Cependant, la mise en œuvre sera facile pour tout réalisateur ayant quelqu'expérience en matière de circuits digitaux, car une mise au point n'est guère nécessaire.

# LE CODAGE DES INSTRUCTIONS

Les systèmes évolués de télécommande utilisent des messages en code binaire, donc uniquement composés de « 0 » et de « 1 ». Avec par exemple 6 de ces « bits » d'information, on peut transmettre jusqu'à 64 valeurs numériques.

L'ennui, avec une application immédiate d'un code binaire, c'est qu'une émission d'un « 0 » peut être confondue avec une absence totale d'émission. Il faut donc adopter un codage un peu plus complexe.

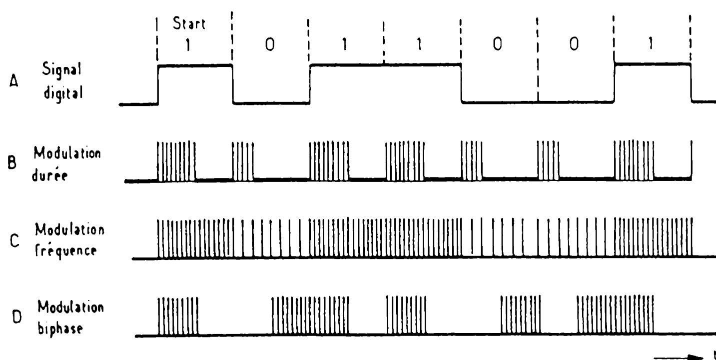



**Fig. 10-1. — Certains codes de transmission permettent d'éviter toute confusion entre un « 0 » logique et une absence d'émission.**

La figure 10-1 montre trois des nombreuses possibilités de codage. En A, on voit un signal digital « impulsionnel », composé d'une série de 0 à 1, et à partir duquel on veut obtenir une modulation d'une porteuse qui va, à son tour, moduler le rayonnement infrarouge (ou radioélectrique) de l'émetteur.

En B, on a procédé à une modulation de durée. Pour un « 1 » logique, on prévoit des trains d'impulsions (de porteuse ou de sous-porteuse) deux fois plus longs que pour un « 0 ».

Le cas C correspond à une modulation de fréquence. On travaille alors avec deux fréquences de porteuse (ou de sous-porteuse), l'une correspond à un « 1 », l'autre à un « 0 ». Ce procédé demande deux circuits sélectifs à la réception.

Le procédé C est une modulation « biphase ». Pendant la durée réservée à chaque bit (1 ms environ dans le cas du système décrit), on émet d'abord un train d'impulsions, puis plus rien, quand il s'agit d'un « 1 », alors que pour le « 0 » la coupure de 500 $\mu$s précède le train d'impulsions de même durée. A la réception, on peut interpréter cette modulation, soit en observant le signal en fonction du temps, soit en distinguant entre les longueurs des signaux, car un train long signifie une suite « 0-1 », alors qu'une coupure longue signifie une suite « 1-0 ». Ce code offre ainsi une grande sécurité de fonctionnement, et c'est pour cette raison que *Siemens* l'a choisi pour son système de télécommande IR60.

## CIRCUIT D'ÉMISSION

Le schéma fonctionnel de la figure 10-2 montre que le circuit d'émission SAB3210 comporte un oscillateur qui sert à la fois d'horloge pour le processeur, et après une division de fréquence par 2, de sous-porteuse de modulation. Au repos, le circuit ne demande que 5 $\mu$A à sa pile. Mais dès

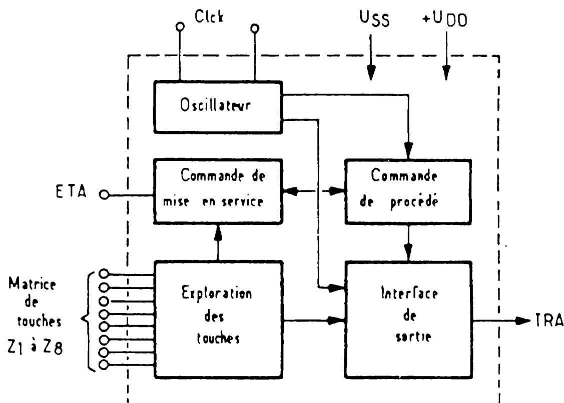



**Fig. 10-2. — Principe du module de codage et d'émission du système de télécommande IR 60 (Siemens).**

qu'on manœuvre une touche, on actionne une bascule « commande de mise en service » qui établit, à son tour, l'alimentation principale.

La figure 10-3 montre que cela se passe au moyen du transistor $T_1$ dont la base se trouve commandée par la sortie ETA. Dans la configuration de la figure 10-3, le module émetteur comporte 32 touches, disposées en 4 colonnes ($S_a$ à $S_d$) et 8 lignes ($Z_1$ à $Z_8$). Moyennant 14 diodes de commutation, on peut, comme le montre la figure 10-4, créer 7 lignes supplémentaires, dites « fantômes », et augmenter ainsi le nombre total des touches à 60.

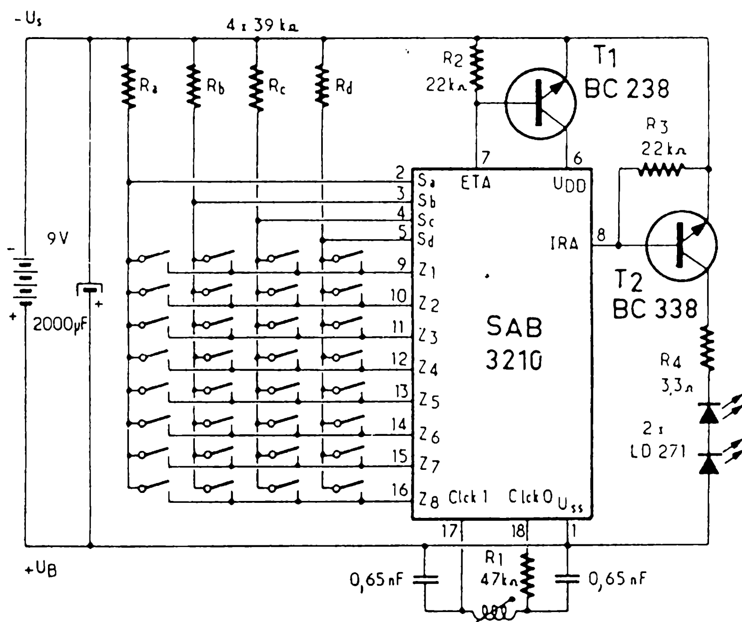



**Fig. 10-3. — Schéma d'utilisation de base du module d'émission SAB3210. Les deux diodes d'infrarouges (LD271) peuvent assurer une portée de 30 mètres.**

Les diodes d'infrarouges LD271 (fig. 10-3) sont commandées par un transistor NPN. Comme il demande une intensité impulsionnelle assez élevée à la batterie d'alimentation, on doit découpler celle-ci par un condensateur

de 2 000 $\mu$F et qui sert, en quelque sorte, de réservoir tampon. La fréquence de l'oscillateur d'horloge est définie par un bobinage de 20 mH et deux condensateurs de 650 pF. Elle doit correspondre, à 2 % près, à celle d'accord du récepteur mais elle peut, par ailleurs, être choisie légèrement différente de la valeur nominale, indiquée par le fabricant, et qui est de 64 kHz.

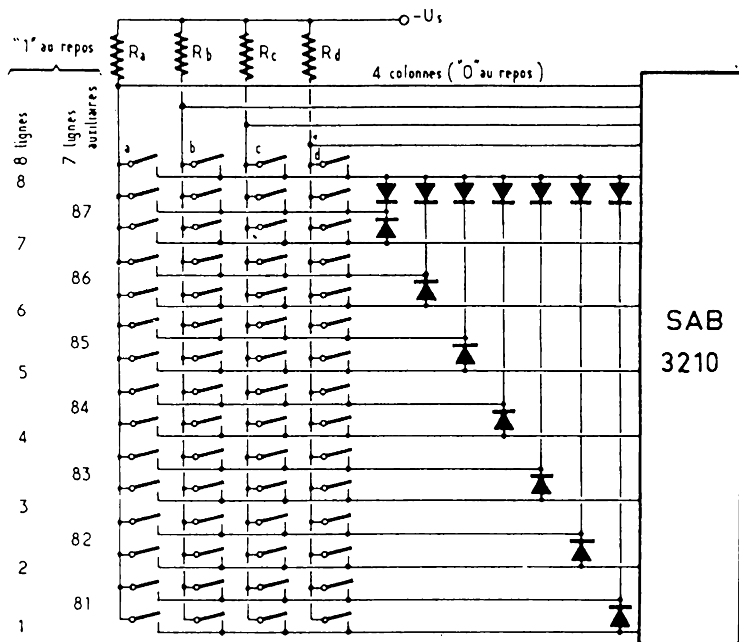



**Fig. 10-4. — Avec cette modification du montage de la figure 10-3, le nombre des instructions peut être porté à 60.**

## LE CODE D'ÉMISSION

Lors de chaque manœuvre de touche, le circuit introduit un retard de 20 ms, afin d'éviter tout effet de rebondissement de touche. Au bout de ces 20 ms, il y a émission d'un signal de mise en garde, puis, 3 ms après, on émet le message proprement dit, et qui commence toujours avec un

bit de « start ». La figure 10-5 montre que l'émission se fait en synchronisme avec les signaux d'exploration de touche, sur $S_a$ à $S_d$. De plus, il y a répétition du cycle d'émission toutes les 128 ms, mais pas indéfiniment, car l'appareil se coupe quand on manœuvre une touche trop longtemps. Néanmoins, au moment où on lâche la touche, l'appareil procède automa-

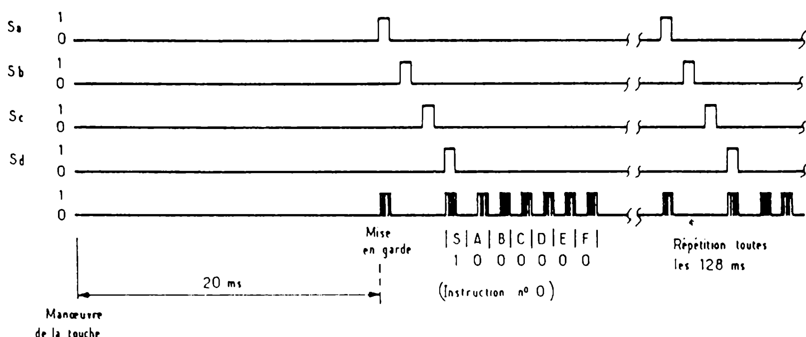



**Fig. 10-5. — Précédé d'un signal de mise en garde, l'ordre encodé est répété toutes les 128 ms.**

tiquement à l'émission d'un signal « fin de message », comme le montre la figure 10-6. Ce signal remplace le message dans le cycle de répétition de 128 ms, c'est-à-dire qu'il est émis, une seule fois, au début du cycle qui suit le moment où on relâche une touche.

Dans les figures 10-5 et 10-6, le bit « start » est toujours à 1. Il est également possible de fabriquer des circuits d'émission de façon que ce bit soit toujours à 0. On aura donc là un moyen pour distinguer, à la réception,

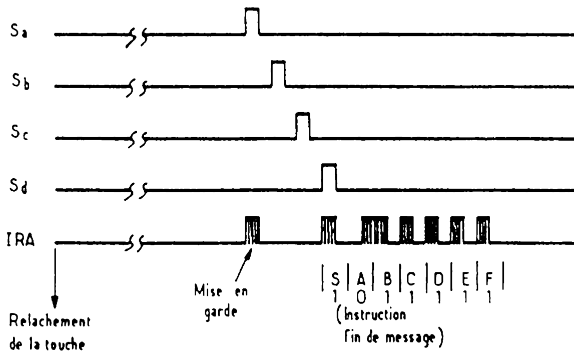



**Fig. 10-6. — Chaque fois qu'on lâche une touche, l'émetteur transmet un signal de « fin de message ».**

deux émetteurs travaillant dans une même pièce, soit indépendamment, soit en synchronisme. Dans ce dernier cas, on arriverait à une capacité totale de 60 × 60 = 3 600 instructions, par la manœuvre consécutive de deux touches.

Le tableau 1 montre qu'on ne s'occupe absolument pas, à l'émission, de la façon dont l'utilisateur va employer les divers ordres. On se contente de les numéroter et de les repérer par un code de touche, lequel est basé sur l'arrangement en lignes et colonnes des figures 10-3 et 10-4. Ce n'est donc qu'en fonction du décodage qu'on va opérer à la réception, qu'on pourra donner, à ces touches, des noms tels que « canal », « volume », « luminosité », etc.

## PRÉAMPLIFICATEUR DE RÉCEPTION

A la réception, un décodage des instructions n'est possible que si on dispose d'un signal assez intense et dont l'amplitude ne varie que peu avec les conditions de transmission (distance, orientation). On doit donc disposer d'un préamplificateur à commande automatique de gain.

Tableau I. — Correspondance entre instructions et touches

| Instruction de base | | | Instructions supplémentaires | | |
|---|---|---|---|---|---|
| N° Instruction | Code FEDCBA | Touche | N° Instruction | Code FEDCBA | Touche |
| 0 | 000000 | 1a | 32 | 100000 | 81a |
| 1 | 000001 | 1b | 33 | 100001 | 81b |
| 2 | 000010 | 1c | 34 | 100010 | 81c |
| 3 | 000011 | 1d | 35 | 100011 | 81d |
| 4 | 000100 | 2a | 36 | 100100 | 82a |
| 5 | 000101 | 2b | 37 | 100101 | 82b |
| 6 | 000110 | 2c | 38 | 100110 | 82c |
| 7 | 000111 | 2d | 39 | 100111 | 82d |
| 8 | 001000 | 3a | 40 | 101000 | 83a |
| 9 | 001001 | 3b | 41 | 101001 | 83b |
| 10 | 001010 | 3c | 42 | 101010 | 83c |
| 11 | 001011 | 3d | 43 | 101011 | 83d |
| 12 | 001100 | 4a | 44 | 101100 | 84a |
| 13 | 001101 | 4b | 45 | 101101 | 84b |
| 14 | 001110 | 4c | 46 | 101110 | 84c |
| 15 | 001111 | 4d | 47 | 101111 | 84d |
| 16 | 010000 | 5a | 48 | 110000 | 85a |
| 17 | 010001 | 5b | 49 | 110001 | 85b |
| 18 | 010010 | 5c | 50 | 110010 | 85c |
| 19 | 010011 | 5d | 51 | 110011 | 85d |
| 20 | 010100 | 6a | 52 | 110100 | 86a |
| 21 | 010101 | 6b | 53 | 110101 | 86b |
| 22 | 010110 | 6c | 54 | 110110 | 86c |
| 23 | 010111 | 6d | 55 | 110111 | 86d |
| 24 | 011000 | 7a | 56 | 111000 | 87a |
| 25 | 011001 | 7b | 57 | 111001 | 87b |
| 26 | 011010 | 7c | 58 | 111010 | 87c |
| 27 | 011011 | 7d | 59 | 111011 | 87d |
| 28 | 011100 | 8a | 60 | 111100 | inutilisées |
| 29 | 011101 | 8b | 61 | 111101 | |
| 30 | 011110 | 8c | 62 | 111110 | Fin |
| 31 | 011111 | 8d | 63 | 111111 | exclu |

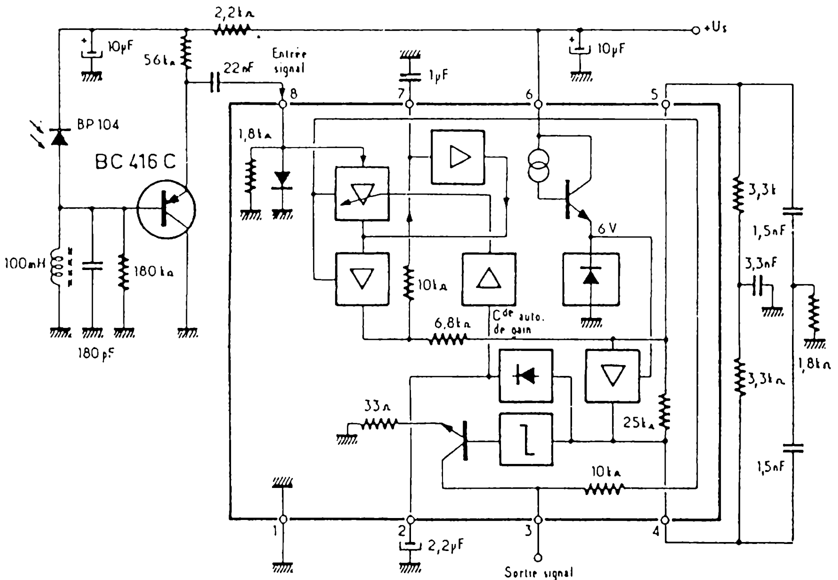



**Fig. 10-7. — Schéma d'utilisation du préamplificateur de réception TDA4050.**

La figure 10-7 montre le schéma du circuit TDA4050 que Siemens a mis au point pour cette application. Ce circuit est réalisé par intégration de transistors bipolaires, contrairement aux autres modules du système, lesquels font appel à la technologie des transistors à effet de champ du type MOS.

Consommant 9 mA sous 12 V, le TDA4050 présente une sensibilité nominale de 5 $\mu$V. La commande automatique du gain fait que ce gain peut être compris entre 1 et près de 10 000 (77 dB), en fonction de l'amplitude d'entrée. A la sortie, on peut obtenir un courant (d'extraction) qui peut atteindre 2 mA, alors que l'impédance d'entrée est de 1,8 k$\Omega$.

Dans la figure 10-7, le filtre d'entrée est constitué par un bobinage de 100 mH et un condensateur de 180 pF. En principe, ce circuit peut être

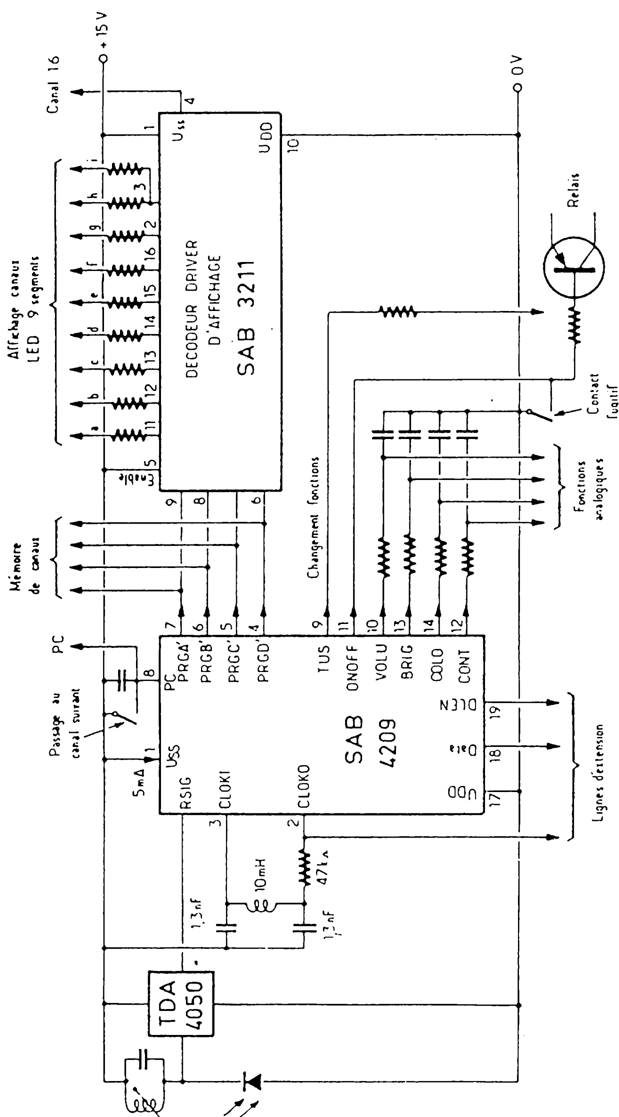


**Fig. 10-8. — Le décodeur de réception SAB4209 est capable d'assumer des fonctions digitales et des commandes analogiques.**

remplacé par un filtre RC ou actif, mais sélectivité et précision en fréquence seront alors moins bonnes.

Dans tous les cas, il convient de prévoir un moyen d'ajustage permettant d'accorder le circuit d'entrée du récepteur sur la fréquence de modulation de l'émetteur.

## LE DÉCODEUR DE RÉCEPTION

Puisque l'émetteur utilisé travaille avec un code passe-partout, il est possible de concevoir un très grand nombre d'arrangements de décodage. Ce qui suit n'est donc qu'un exemple, concernant l'un des circuits de décodage qui sont fabriqués par Siemens, le SAB4209.

La figure 10-8 montre le schéma d'utilisation de ce circuit. Il se trouve précédé du préamplificateur TDA4050, ainsi que d'un circuit oscillant LC, pour l'oscillateur d'horloge. Le SAB4209 décode directement les 32 instructions (à une instruction de réserve près) qu'on obtient avec le montage de la figure 10-3 et qui correspondent aux positions 0 à 31 du tableau 1. Pour les instructions d'ordre supérieur (32 à 60), le SAB4209 ne sert que d'organe de transmission, et ce, suivant les modalités dont il sera question plus loin.

Les instructions reçues peuvent être utilisées pour des modifications absolues (changement de canal) ou pour des modifications progressives (luminosité plus ou moins forte). Pour les changements de canal, le SAB4209 possède 4 sorties (PRGA à PRGD) qui commandent d'une part un affichage numérique (par l'intermédiaire du décodeur-driver SAB3211), et d'autre part une mémoire de programme, non représenté dans le schéma de la figure 10-8. Il s'agit d'un décodeur « 1 parmi 16 » sur les 16 sorties duquel on connecte 16 potentiomètres qui délivrent les tensions d'accord pour les diodes varicap du tuner, et que l'utilisateur peut ajuster sur 16 canaux de réception. Le décodage des signaux reçus se fait de façon que ce soient les touches 16 à 31 de l'émetteur (fig. 10-3 ou fig. 10-4) qui soient affectées à ces 16 canaux. Le tableau II montre, comment ces instructions valident les quatre sorties PRG du circuit.

Mais, au lieu d'appeler individuellement tel ou tel programme, on peut désirer faire défiler ces programmes l'un après l'autre, en manœuvrant plusieurs fois une touche « passage au canal suivant ». C'est la touche 4 qui se trouve affectée à cette instruction, alors que la touche 5 « passage au canal précédent » permet un compte à rebours des numéros de canal.

Tableau II.
Commutation des canaux

| N° Touche | Etat des sorties PRG | | | |
|---|---|---|---|---|
| | D | C | B | A |
| 16 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 17 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 18 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 19 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 20 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 21 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 22 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 23 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 24 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 25 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 26 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 27 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 28 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 29 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 30 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 31 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Tableau III.
Fonctions de touches 0 à 15

| | |
|---|---|
| 0 | Retour en position de départ |
| 1 | Silence immédiat |
| 2 | Standby (mise en veille) |
| 3 | Non connecté (réserve) |
| 4 | Passage au canal suivant |
| 5 | Passage au canal précédent |
| 6 | Mise en service |
| 7 | TUS - Changement de fonction |
| 8 | Volume + |
| 9 | Volume – |
| 10 | Luminosité + |
| 11 | Luminosité – |
| 12 | Couleur + |
| 13 | Couleur – |
| 14 | Contraste + |
| 15 | Contraste – |

Lors de chaque changement de canal, la sortie PC (fig. 10-8) délivre une impulsion positive qu'on peut notamment utiliser pour une indication lumineuse, mais qui est de toute façon utilisée, de façon interne, pour mettre brièvement à zéro le niveau BF (volume). La durée de cette commande de silence dépend de la valeur du condensateur qu'on connecte sur la sortie PC. En fait, cette sortie est également une entrée, sur laquelle on peut connecter une touche qui déclenche directement (sans passer par la télécommande) le passage pas-à-pas d'un canal au suivant.

Le tableau III montre qu'on dispose encore d'autres commandes par tout ou rien. « Retour en position de départ » signifie qu'on remet toutes les commandes analogiques, dont il sera question plus loin, dans une position « normale », soit 30 % du maximum pour le volume du son, et 50 % de la course d'ajustage pour les autres commandes. Avec « silence immédiat » on coupe le son très rapidement, et avec « Standby » on passe en position d'attente, cette dernière instruction modifie l'état de la sortie ON OFF du circuit (fig. 10-8), ce qui entraîne la coupure de l'alimentation principale du téléviseur, par l'intermédiaire d'un transistor qui se trouve suivi d'un relais ou d'un triac. Dès lors, on n'alimente plus que le récepteur de télécommande, et on peut donc remettre le téléviseur en service en se servant de l'émetteur (touche 6). Ce qui n'empêche qu'une mise en service au niveau du téléviseur soit également possible, car la sortie ON/OFF est également utilisable comme entrée, et en la mettant brièvement, au moyen d'une touche fugitive, au potentiel 0 V, on peut réarmer le flip-flop de commande en position « on ».

Finalement, il y a la commande TUS (touche 7) qui détermine, à la réception, le changement d'état alternant d'une bascule dont la sortie correspond à la connexion TUS dans la figure 10-8. Cela peut servir à toutes sortes de choses, par exemple à la commande d'un éclairage qu'on allume en appuyant une première fois sur la touche, et qu'on éteint par une seconde manœuvre de cette touche. Or, la commande 7 est en fait prévue pour un « changement fonction ». Quand il l'a reçu une première fois, le circuit ne tient plus compte que des ordres 2 (Standby) et 7 (TUS), et il achemine tous les autres sur sa sortie d'extension. Il s'agit donc d'une commande d'inversion semblable à celle qu'on trouve sur certains calculateurs de poche, et qui permet de changer la fonction de toute une série de touches. Ainsi, on peut connecter un second SAB4209 sur les sorties d'extension du premier, pour disposer d'un plus grand nombre de commandes sans augmenter celui des touches. Mais on peut tout aussi bien connecter un circuit tout différent, adapté, par exemple, à une fonction télétexte, à un jeu vidéo, à la télécommande d'un magnétoscope, etc.

## LES COMMANDES ANALOGIQUES

Le SAB4209 possède 4 sorties analogiques qu'on peut utiliser, par exemple, pour les fonctions volume, luminosité, contraste et saturation couleurs d'un téléviseur, ou pour celles de volume, aiguës, graves et balance d'une chaîne HiFi. A l'émission, on dispose pour chacune de ces quatre commandes d'une commande « diminution » et d'une commande « augmentation ». En manœuvrant l'une de ces touches, on provoque une augmentation (ou diminution) répétitive de la position d'un compteur d'une capacité de 64 unités. Toutes les 125 ms environ, on modifie ainsi le contenu de ce compteur d'une unité, soit une modification de 8 unités, quand on maintient appuyée une touche pendant une seconde.

Sur les sorties analogiques (VOLU, BRIG, COLO, CONT, fig. 10-8) du SAB4209 on obtient, en permanence, un signal impulsionnel dont le rapport cyclique est fonction du compteur correspondant et dont la fréquence est voisine de 1 kHz. Par simple intégration, avec un condensateur, on peut donc obtenir une tension continue qui est proportionnelle à la position du compteur de référence et qu'on peut utiliser, avec des circuits intégrés de conception correspondante, pour une commande de volume, de luminosité, etc.

Lors de la mise en service du circuit, ou lors d'un retour de la position d'attente, les quatre sorties analogiques se mettent automatiquement sur la position de départ qui a été définie plus haut.

La sortie « volume » peut subir, comme on l'a vu, une mise à zéro par la commande « silence immédiat ». Pour revenir à l'état précédent, on peut agir sur la touche « VOL + » (8), sur « retour en position de départ » (0), ou encore manœuvrer l'une des touches de commande canal. En position « Standby », toutes les commandes analogiques sont sans effet.

## LES POSSIBILITÉS D'EXTENSION

Les lignes d'extension de la figure 10-8 sont des connexions bidirectionnelles, c'est-à-dire qu'on peut entrer ainsi que prélever des données. Dans le premier cas, on doit mettre DLEN à « 1 », et entrer les données par DATA, conformément au diagramme de la figure 10-9. Les données ainsi entrées ont alors priorité sur celles arrivant par voie infrarouge, sur RSIG.

Utilisées comme sorties, les lignes d'extension délivrent des trains d'impulsions dont l'allure est reproduite dans la figure 10-10. Toutes les instructions sont ainsi transmises par les lignes d'extension, qu'elles soient traitées ou non dans le SAB4209. Cela permet des possibilités d'adjonction d'autant plus nombreuses qu'il est possible de récupérer un message tout en le rendant intelligible pour le SAB4209. En effet, le tableau I montre que ce dernier ne « comprend » que les instructions 0 à 31 et dont le premier bit est toujours un « 0 ». Il suffit donc de forcer extérieurement ce bit à « 1 » pour rendre le circuit inactif, sans que cela empêche un prélèvement des instructions pour une utilisation toute différente, du type télétexte, par exemple.

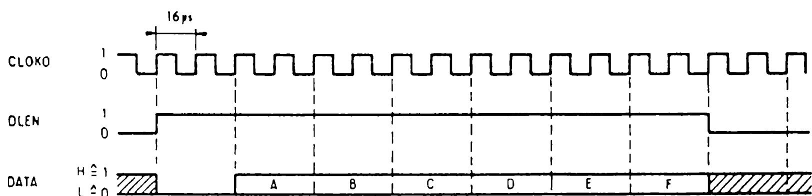



**Fig. 10-9. — Diagramme temporel d'entrée de données dans la ligne d'extension.**

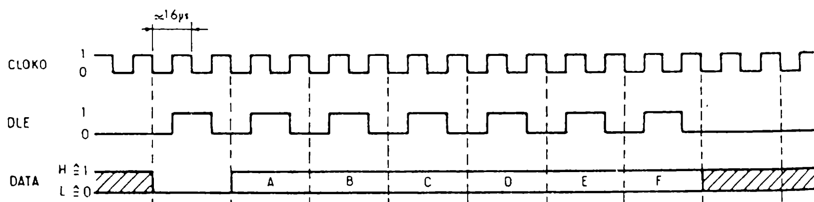



**Fig. 10-10. — Diagramme temporel de prélèvement de données sur la ligne d'extension.**

En dehors d'une augmentation du nombre des fonctions, on peut également envisager des extensions quant aux applications. Bien que conçus pour des appareils audio-vidéo, les circuits de commande à distance sont également utilisables dans bien d'autres domaines, s'étendant de la télécommande de maquettes jusqu'à l'utilisation industrielle. Du fait de leurs nombreuses possibilités, notamment quant aux fonctions digitales et analogiques, ces systèmes ouvrent ainsi de nouveaux horizons à la télécommande, et notamment à la télécommande par infrarouges.

CHAPITRE XI

# AUTRES EXEMPLES D'APPLICATION

Les exemples qui suivent ont été, pour la plupart, empruntés de documentations de fabricants. Il s'agit parfois de circuits partiels, montrant des possibilités de mise en œuvre particulières ou des solutions pour certains problèmes. Ce sont donc essentiellement des idées de réalisation qu'on pourra combiner, moyennant parfois une petite mise au point, avec des circuits décrits dans ce livre ou ailleurs.

## PRÉAMPLIFICATEUR INTÉGRÉ AVEC LA PHOTODIODE

Certains fabricants de semi-conducteurs, comme Siemens ou TEMIC, utilisent des boîtiers plastique de photodiodes pour y loger, en plus de cette diode, un préamplificateur avec commande automatique de gain ainsi qu'un filtre passe-bande. Ces composants intégrés sont essentiellement destinés à la télécommande, et leurs performances sont telles qu'on peut se passer de l'habituel préamplificateur séparé dans la plupart des cas.

La figure 11-1 montre l'agencement interne et le circuit d'utilisation, valables pour les types TFMS 5NN0 (TEMIC) et SFH 506 (Siemens). Les éléments de 330 Ω et de 4,7 µF ne sont nécessaires que si le filtrage de l'ali-

mentation laisse à désirer. La résistance dessinée en pointillés représente la charge. Le circuit existe en au moins 6 versions, pour les fréquences de sélection de 30, 33, 36, 38, 40 et 56 kHz. Dans tous les cas, l'angle d'ouverture est de 110°. Avec un seuil de réponse de 0,35 MW par m², on arrive à une portée de 35 m, moyennant une diode émettrice de bon rendement et commandée par des impulsions de 1,5 A.

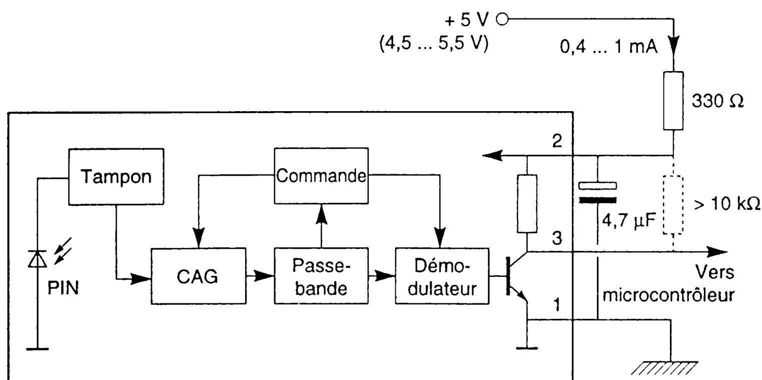



**Fig. 11-1. – Schéma de principe du circuit intégré réunissant, sous un boîtier en matière plastique, une photodiode avec un amplificateur sélectif.**

La figure 11-2 montre le boîtier du composant. Ses dimensions sont de 10 × 12 × 5 mm environ.

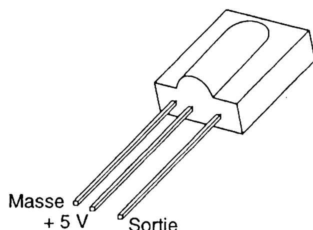



**Fig. 11-2. – Le boîtier abritant le module de la figure 11-1 comporte un filtre optique, atténuant la lumière ambiante.**

# KIT D'ÉVALUATION POUR TRANSMISSION DE DONNÉES

Alors qu'on peut se contenter, pour la télécommande d'appareils domestiques, d'une fréquence maximale de 50 ou 60 kHz, des valeurs dix à vingt fois plus élevées peuvent être nécessaires pour certaines transmissions de données. Pour ces applications (20 kHz à 1 MHz), TEMIC annonce un kit d'évaluation dont le circuit d'émission est représenté dans la figure 11-3.

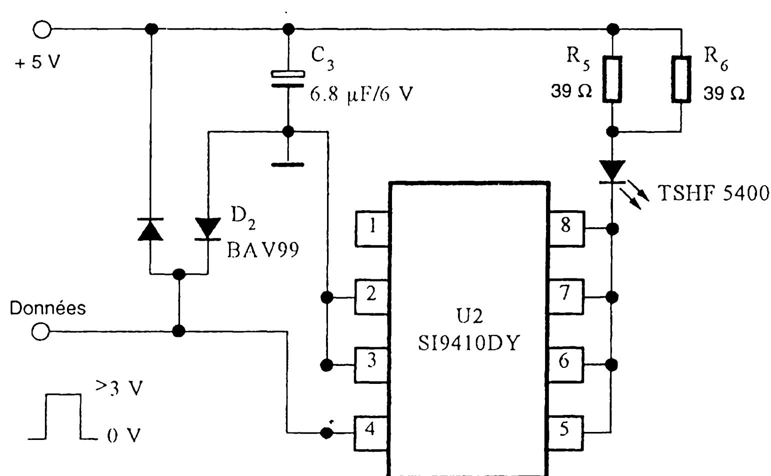



**Fig. 11-3. - Circuit de commutation rapide, capable de commander une diode IR d'émission avec une intensité impulsionnelle de 100 mA.**

Un circuit intégré de commutation rapide commande une diode IR tout aussi rapide, TSHF 5400. L'intensité de crête est limitée à 200 mA. Dans l'entrée des données, deux diodes protègent le circuit intégré de tout excès de tension de commande.

Les premiers étages d'amplification du récepteur de la figure 11-4 sont équipés de transistors discrets, ce qui garantit un bruit moindre qu'avec un circuit intégré. Malgré cette précaution, on ne peut guère obtenir une portée supérieure à 1 m, à 1 MHz et avec un angle d'ouverture de 40°.

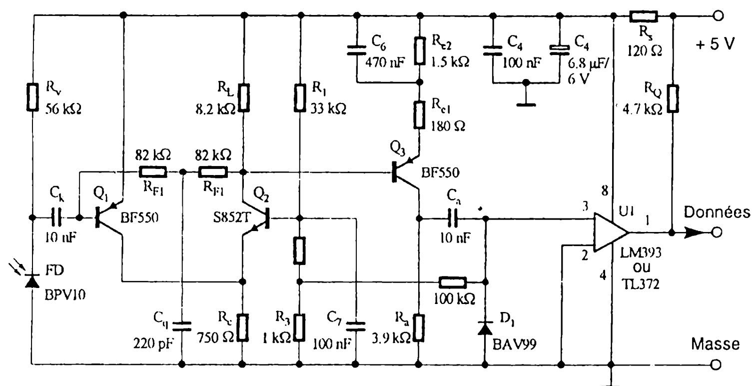



**Fig. 11-4.- Adapté au circuit d'émission de la figure 11-3, ce récepteur est utilisable jusqu'à 1 MHz et comporte une commande automatique de gain (Documentation CD-ROM TEMIC).**

Le gain aux fréquences basses se trouve atténué par un circuit composé de $C_Q$ et les deux résistances $R_{F1}$. La diode $D_1$ assure une commande automatique du gain, agissant sur les intensités de collecteur de $Q_2$ et de $Q_3$. La mise en forme est assurée par un comparateur intégré dont la sortie se trouve adaptée à toute logique TTL, CMOS ou HCMOS.

## COMPENSATION DE LA LUMIÈRE AMBIANTE

De nombreux phototransistors, notamment ceux en boîtier métallique, comportent un fil d'accès à la base. Le plus souvent on coupe ce fil, mais la figure 11-5 montre que ce n'est pas nécessaire dans tous les cas. Le schéma est le résultat d'une adaptation expérimentale d'un circuit publié par la revue *Electronic Design.*

Les deux amplificateurs opérationnels forment une boucle de contre-réaction laquelle se referme par le phototransistor. Le premier amplificateur, $I_{ca}$, traite le signal utile en même temps que les perturbations, de nature continue aussi bien qu'alternative, dues à l'éclairement ambiant. Pour éviter la saturation, on doit l'utiliser avec un gain relativement faible, comme l'indique le rapport $R_3/R_2$. Pour l'exploitation du signal, une forte amplification ultérieure pourra donc être nécessaire.

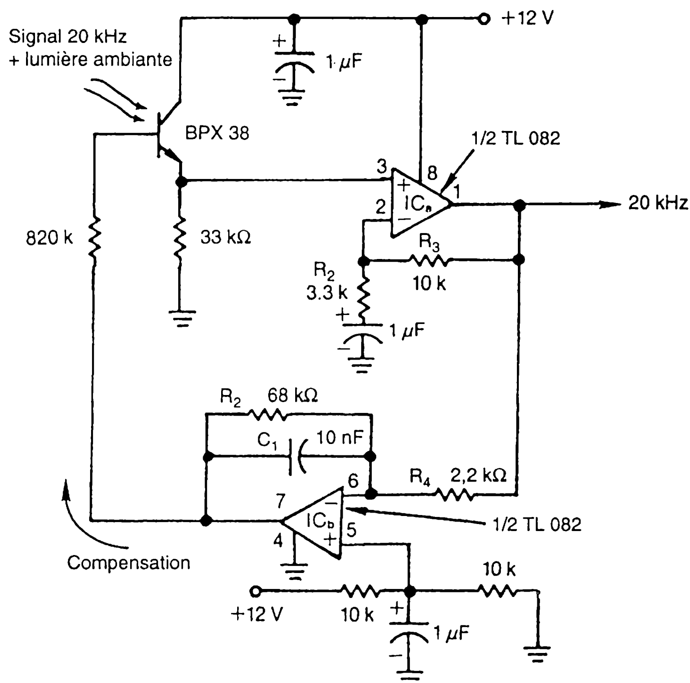



**Fig. 11-5. – Correction des effets de la lumière ambiante. La base du phototransistor reçoit un signal de compensation issu d'un filtre passe-bas.**

Le gain du second amplificateur opérationnel est nettement plus important, plus de 30 avec les valeurs indiquées pour $R_1$ et $R_4$. Cependant, ce gain n'est valable qu'aux fréquences basses (et en continu). Le taux de contre-réaction est alors minimal. À partir de 1 kHz environ, ce taux augmente du fait de $C_1$, si bien qu'à la fréquence de travail, l'atténuation devient négligeable.

On aura avantage à utiliser ce circuit, ainsi que d'autres procédés de compensation ou de filtrage, avec une logique imposant un retour à zéro après chaque bit. Dans le cas contraire, de longues séries de 0 ou de 1 peuvent être interprétées comme signaux de basse fréquence et subir une atténuation. Il en est de même pour les pauses de synchronisation de certains codeurs.

Pour beaucoup d'applications, le 100 Hz des appareils d'éclairage est le seul perturbateur sérieux. On peut l'éliminer, sous les mêmes réserves que ci-dessus, de façon sélective par un double T ou un pont de Wien. Des schémas seront donnés, plus loin, dans les figures 11-16 et 11-25.

## BARRIÈRE EN BOUCLE FERMÉE

Lorsqu'on utilise une barrière à infrarouges ou un détecteur par réflexion pour le comptage de petits objets, émetteur et récepteur sont souvent suffisamment voisins pour qu'ils puissent former un seul et même circuit. L'exemple donné dans la figure 11-6, dû à J. Donhauser, a été publié dans la revue *Elektronik*, Munich.

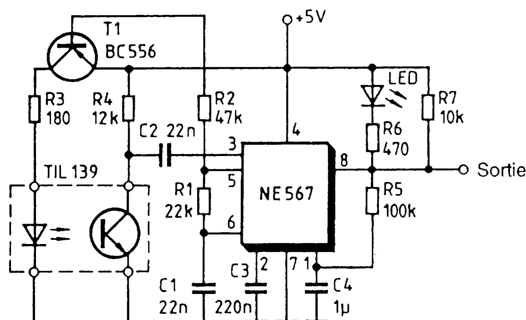



**Fig. 11-6. – L'oscillateur du NE 567 sert à la fois pour la commande de la diode d'émission et pour la démodulation synchrone du signal de réception.**

Le montage est basé sur une boucle de phase NE 567 laquelle contient, comme le montre la figure 11-7, un oscillateur dont $R_1$ et $C_1$ déterminent la fréquence (environ 2,2 kHz avec les valeurs de la figure 11-6). Sur la broche 5, le signal de cet oscillateur est disponible sous forme d'une rectangulaire de 5 V en crête. Par $R_2$, cette rectangulaire parvient à la base de $T_1$. Ce transistor alimente la diode d'émission avec une intensité impulsionnelle de près de 20 mA. Chargé par $R_4$, le phototransistor délivre, via $C_2$, son signal de collecteur à l'entrée (broche 3) du NE 567.

Habituellement, la boucle de phase sert à amener un oscillateur interne exactement sur la fréquence d'un signal externe. Ici, la fréquence externe

(appliquée sur la broche 3) est nécessairement identique à celle de l'oscillateur interne. On pourrait donc renoncer au principe de l'asservissement, mais puisqu'il faut prendre un circuit intégré tel qu'il est... En tout cas, on devra utiliser une assez forte valeur pour le condensateur connecté sur la broche 2, de façon à doter la boucle de phase d'une plage de capture suffisamment étroite pour que l'asservissement à un signal perturbateur devienne hautement improbable.

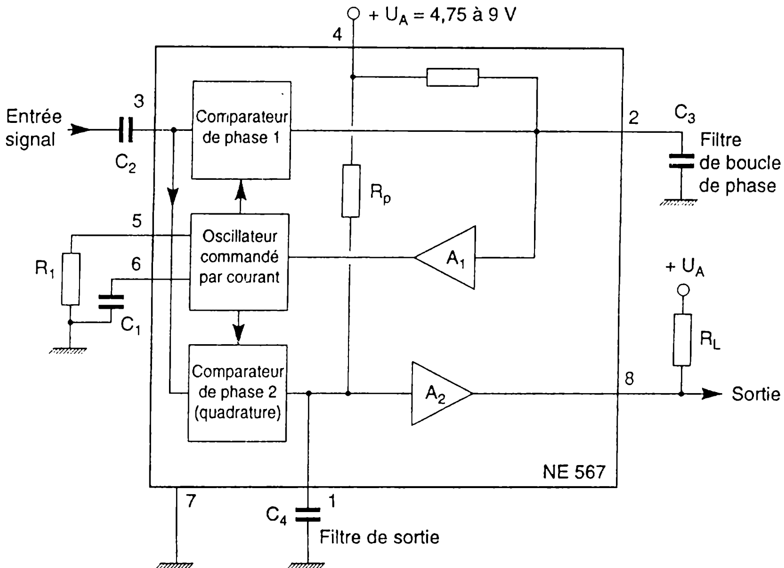



**Fig. 11-7. – Le NE 567 contient un oscillateur à commande par courant et deux comparateurs de phase fonctionnant avec un décalage de 90°.**

La démodulation du signal reçu se ramène, en l'occurrence, à une réponse par oui ou par non. On procède par démodulation synchrone, à l'aide du comparateur 2 lequel fonctionne « en quadrature » par rapport au comparateur 1. Ce dernier doit, en effet, se comporter comme un interrupteur effectuant une liaison (entre la broche 3 et l'entrée $A_1$) au moment d'un passage par zéro du signal d'entrée. S'il se ferme un peu avant ou un peu après, il transmet à $A_1$ une « tension d'erreur », positive ou négative, laquelle corrige la fréquence de l'oscillateur (ou plus exactement sa position de phase) de façon à maintenir l'asservissement avec le signal d'entrée.

En revanche, le comparateur 2 équivaut à un interrupteur se fermant à un moment correspondant à un décalage de phase de 90° par rapport au comparateur 1. Ainsi, cet interrupteur est actif pendant toute la durée de chaque créneau positif produit par l'oscillateur. Lorsque la voie infrarouge est bloquée, le comparateur 2 est inactif, la polarisation par $R_P$ charge $C_4$ et fait apparaître, à la sortie de $A_2$, une tension voisine de celle de l'alimentation. Dans le cas contraire (au moins 50 mV crête à crête sur la broche 3), chaque créneau contribue à la décharge de $C_4$, et la tension de sortie devient presque nulle.

La sortie de $A_2$ se faisant à collecteur ouvert, une résistance de charge ($R_7$) est à prévoir. En fait, il existe déjà une charge par $R_6$ et la LED témoin, mais à cause du seuil de la LED, la tension de sortie risque de ne pas pouvoir monter à un niveau convenant pour telle ou telle logique qu'on y connecte. Par $R_5$, on introduit une réaction sur $A_2$, c'est-à-dire un fonctionnement en *trigger* avec une hystérésis assurant des transitions nettes entre les deux états de sortie.

## RAPPORT CYCLIQUE AJUSTABLE ET TRAIN UNIQUE D'IMPULSIONS

La pile alimentant un émetteur d'infrarouges s'use, en principe, d'autant plus rapidement qu'on appuie plus longtemps (et inutilement) sur le bouton de commande. Une solution radicale à ce problème consiste, comme le montre la figure 11-8 (note d'application Siemens), à alimenter l'émetteur non pas sur la pile, mais à l'aide d'un condensateur $C_1$ qu'on charge, au repos, par cette dernière. Avec les valeurs de l'exemple, on produit un train d'impulsions de 33 kHz dont la durée est de 5 ms environ. Une pile de 9 V/0,24 Ah permet ainsi la production d'environ 30 000 impulsions, soit plus de trois ans de fonctionnement en raison d'une commande par heure, jour et nuit.

Les impulsions de 33 kHz sont produites par un multivibrateur CMOS dont rapport cyclique et fréquence peuvent être ajustés par $P_1$ et $P_2$, comme l'indique le dessin en bas de la figure. On peut ainsi se caler exactement, et avec les meilleures conditions de rendement, sur la fréquence d'accord du récepteur. La rectangulaire produite par le multivibrateur est amplifiée par deux transistors en configuration Darlington, alimentant trois diodes IR connectées en série.

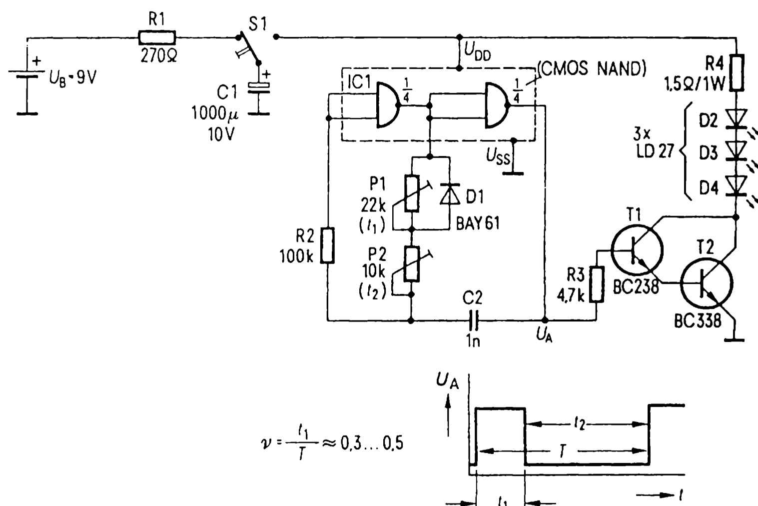



**Fig. 11-8. – Émetteur d'un train d'impulsions dont la durée est déterminée par la valeur de $C_1$. L'énergie accumulée dans ce condensateur sert à l'alimentation fugitive du circuit.**

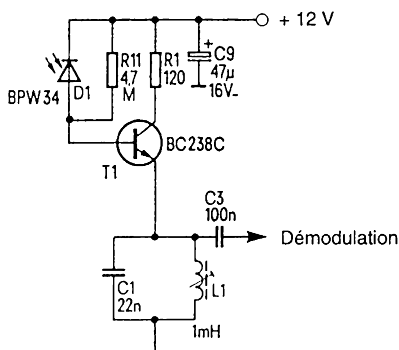



**Fig. 11-9. – Étage d'entrée d'un récepteur prévu pour capter l'émetteur de la figure 11-8.**

Le circuit d'entrée du récepteur, proposé par l'auteur de la note d'application, est représenté dans la figure 11-9. Un transistor en collecteur commun

y attaque un circuit sélectif LC, accordé sur 33 kHz. Il semble néanmoins préférable d'utiliser ce transistor en émetteur commun, afin d'éviter l'amortissement important que la faible résistance de sortie du collecteur commun produit sur le circuit résonnant. On peut également connecter la photodiode directement sur ce circuit et n'amplifier qu'ensuite.

La démodulation peut être assurée par un circuit intégré pour radiorécepteur AM dont on n'utilise que l'amplificateur de fréquence intermédiaire. On profite ainsi d'une commande automatique du gain. La figure 11-10 montre un exemple faisant appel au circuit intégré TDA 1072. La photodiode attaque directement le circuit résonnant. Une prise sur le bobinage permet une adaptation à la résistance d'entrée du circuit intégré, laquelle est de 3 kΩ. Pour une durée d'impulsion de 5 ms, il est prudent de prévoir une bande passante d'au moins 500 Hz. À 33 kHz, cette valeur correspond à un coefficient de surtension de 66 pour le circuit résonnant.

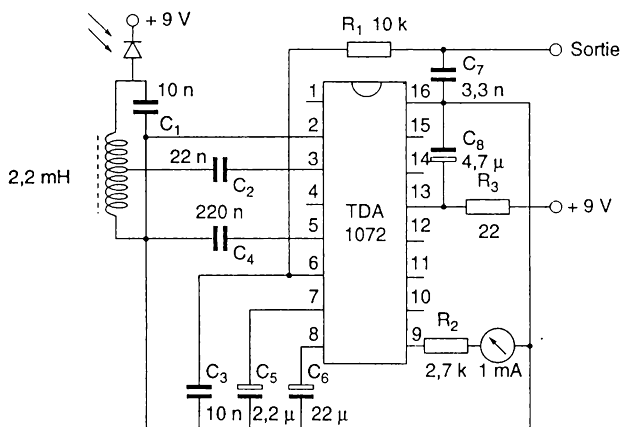



**Fig. 11-10. – Circuit de réception, pour signal IR modulé, utilisant la section de fréquence intermédiaire d'un circuit intégré pour radiorécepteur.**

Un filtre composé de $R_1$, $C_3$ et $C_7$ élimine les résidus de 33 kHz de la tension de sortie, broche 6. L'amplitude qu'on y recueille n'étant que de quelques centaines de millivolts, une amplification ultérieure est nécessaire s'il s'agit d'attaquer un circuit logique. La composante continue, observée sur la broche 6, varie du fait de la commande automatique de gain, avec l'intensité du signal reçu. Il sera donc difficile de procéder à une mise en forme par

un comparateur qu'on y connecte directement. Cependant, un résultat acceptable doit être possible, si on asservit la tension de référence du comparateur à celle observée sur la broche 8 (découplage de la commande automatique de gain).

L'indicateur de niveau, sur la broche 9, ne sera guère utile lorsqu'on travaille avec des impulsions de 5 ms. On peut néanmoins s'en servir pour des expériences d'orientation, avec un signal ininterrompu de 33 kHz. Il en est de même, si on utilise le montage pour une transmission d'audiofréquences. Il convient alors de travailler avec une bande passante nettement plus large, en amortissant, au besoin, le circuit résonnant par une résistance.

La figure 11-11 montre qu'une adaptation par un transistor à effet de champ permet d'éviter la prise sur le bobinage. En même temps, on obtient une sensibilité plus élevée. Une amplification supplémentaire n'est guère utile, car, au seuil d'action de la commande automatique de gain, l'amplificateur FI du TDA 1072 ne demande que 50 µV à son entrée.

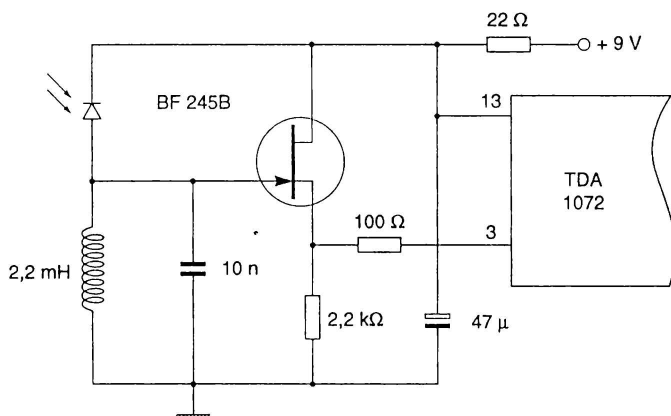



**Fig. 11-11. – Un transistor à effet de champ, utilisé en drain commun, peut améliorer la sensibilité et la sélectivité du récepteur de la figure 11-10.**

Un circuit intégré pour radiorécepteur FM est également utilisable comme démodulateur. Le circuit résonnant LC qui en détermine la fréquence de travail devra être décalé en fréquence de façon que le récepteur perçoive, pendant les 5 ms d'émission, une modulation de fréquence instantanée correspondant à une excursion maximale en fréquence.

# MODALITÉS DE DÉMODULATION

La démodulation est l'étape la plus délicate de la réception, car c'est là que les perturbations risquent d'être incorporées au signal utile, et il n'est pas toujours facile de les éliminer par un filtrage ultérieur. La démodulation synchrone passe, en la matière, pour le procédé le plus efficace et aussi le plus linéaire. La figure 11-6 vous en avait montré une application, pour le cas très particulier d'un oscillateur unique, l'émetteur étant relié par câblage au comparateur du récepteur.

Cette méthode est évidemment inapplicable dans le cas d'un émetteur de télécommande qu'on tient dans la main. La démodulation synchrone n'est alors possible que si on dispose, dans le récepteur, d'un oscillateur qu'on asservit sur celui qui, dans l'émetteur, commande le diode IR. Les modalités sont évidemment un peu différentes pour des trains d'impulsions, des modulations d'amplitude ou de fréquence, ou encore un signal logique pur. Mais dans tous les cas, l'asservissement n'est pas instantané. Il dure de quelques millisecondes à quelques secondes, et l'immunité aux perturbations est d'autant meilleure que cette durée est plus longue.

Ainsi, une démodulation par asservissement ne sera guère efficace lorsque la transmission véhicule des impulsions rares et courtes, comme dans l'exemple précédent. En revanche, elle est à recommander pour des signaux audio-modulés et lors de messages relativement longs, précédés d'un train d'impulsions de synchronisation. Elle s'adapte facilement à une transmission en « logique pure » si elle y trouve un « rythme soutenu », comme, par exemple, dans le cas d'une modulation de durée (fig. 10-1) ou celui d'une modulation de position.

Pour illustrer les modalités de mise en œuvre, la figure 11-12 montre un schéma proposé par Texas Instruments. Peu importe que cela vous fasse penser à un circuit intégré ou à un montage discret : il s'agit uniquement d'étudier les modalités d'application et d'éventuelles variantes du circuit.

Les valeurs de L et de $C_1$ indiquent une fréquence de résonance de 40 kHz pour le filtre d'entrée. Après préamplification et passage par un amplificateur différentiel, le signal est appliqué, de façon symétrique, aux deux comparateurs de phase. Par ailleurs, on dispose d'un oscillateur commandé par tension (VCO), lequel doit travailler sur 80 kHz, puisqu'il est suivi par un diviseur par deux. Ce diviseur possède deux paires de sorties distinctes, pour chacun des comparateurs. Cela signifie que ces deux sorties sont en quadrature de phase, particularité qu'on peut obtenir, par exemple, en faisant répondre l'une sur une montée, l'autre sur une descente du signal d'entrée.

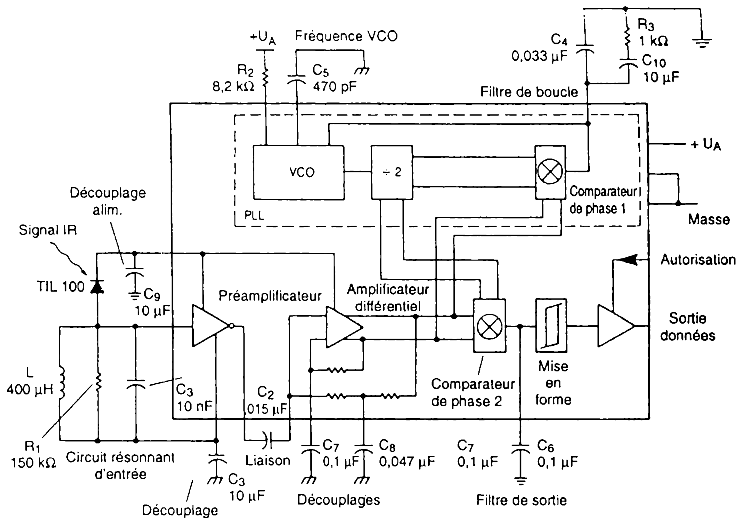



**Fig. 11-12. – La démodulation synchrone demande deux comparateurs de phase lorsqu'on l'utilise pour une modulation d'amplitude, un seul suffit pour une modulation de fréquence ou de phase.**

Le comparateur 1 sert, comme dans toute boucle de phase, à l'asservissement du VCO sur le signal incident. Comme indiqué plus haut, il envoie un signal d'erreur au VCO dès qu'il constate une tendance à la dérive en phase. Le comparateur 2 travaille, toujours comme plus haut, en quadrature de phase. Il peut donc constater la présence d'un signal qui lui arrive par tout ou rien, ou encore sous forme de trains d'impulsions. Il est également apte à la démodulation d'un signal modulé en amplitude.

En revanche, s'il s'agit d'une modulation de fréquence, de phase, ou de ce qu'on peut y assimiler en matière de transmission par impulsions, le comparateur 1 peut s'occuper de la démodulation tout en assurant l'asservissement en phase. On revient alors au principe déjà évoqué plus haut, pour le récepteur de la figure 8-9.

## MÉMORISER LE SENS D'UN MOUVEMENT

Pour commander une pompe électrique remplissant un réservoir d'eau, un contact mécanique peut très bien faire l'affaire. Mais puisque les contacts

produisent, en général, des étincelles, il vaut mieux chercher autre chose lorsqu'il s'agit d'un réservoir d'hydrocarbures. La figure 11-13 montre une solution à infrarouges (documentation Texas Instruments). Un flotteur obscurcit l'un ou l'autre de deux phototransistors, suivis de comparateurs de tension, lesquels commandent une bascule *set-reset*. Tant que le flotteur se trouve entre les niveaux A et B, sa dernière position active se trouve mémorisée.

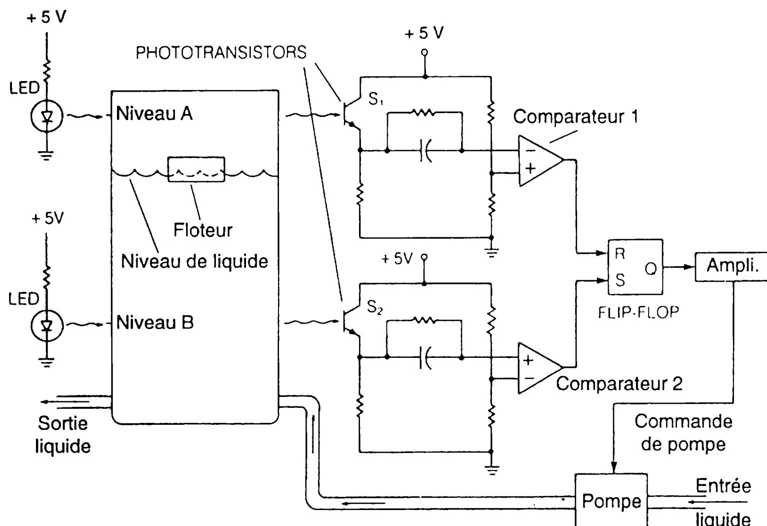



**Fig. 11-13. – La remise à niveau automatique d'un réservoir est assurée par deux liaisons par infrarouges, lesquelles commandent une bascule *set-reset*.**

Le même procédé peut être utilisé pour une barrière à infrarouges, pour objets ou pour personnes, à laquelle on ne demande pas seulement de signaler un passage, mais aussi de mémoriser le sens de celui-ci, pour savoir, par exemple, si une personne est entrée ou sortie. La figure 11-14 en propose un schéma.

Pour varier les exemples, on suppose une application risquant de souffrir de la lumière de jour, mais pour laquelle un éclairage artificiel n'est guère à craindre. On ne peut donc pas, comme dans la figure 11-13, faire fonctionner émetteur et récepteur en continu. En revanche, les 50 Hz de la prise de courant sont parfaitement utilisables pour la fréquence de barrière, et cela conduit à un schéma très simple pour l'émetteur.

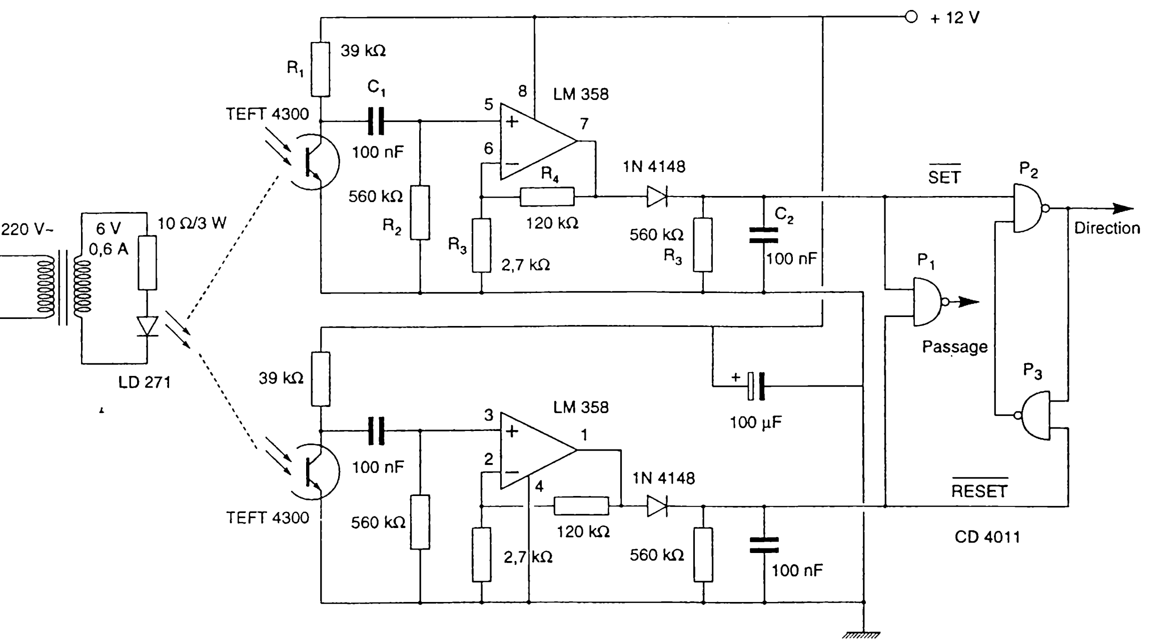



**Fig. 11-14. – Version pour signaux impulsionnels du principe de la figure 11-13. Le franchissement de la barrière est indiqué de façon fugitive et le sens du passage est mémorisé.**

Le récepteur comporte deux voies identiques. Le gain des amplificateurs, fixé par $R_3$ et $R_4$, correspond à une portée d'environ 1 m. On peut obtenir plus avec un gain plus fort, tant que la lumière ambiante ne cause pas un bruit prohibitif. Ce ne sera le cas qu'avec un éclairement continu plutôt intense, si on utilise des phototransistors munis d'un filtre atténuant la lumière du jour, comme les TEFT 4300.

Au repos, les amplificateurs délivrent environ 1 V. En présence d'un signal (demi-alternances de 50 Hz), la diode charge $C_2$. Lorsque la tension sur $C_2$ dépasse le seuil de la logique CMOS, la sortie de $P_1$ ne peut passer à 1 que si au moins un des phototransistors se trouve obscurci. Elle reste à 0, si les deux phototransistors sont simultanément éclairés. La bascule *set-reset* formée par $P_2$ et $P_3$ prend un état signalant lequel des deux phototransistors a été obscurci en dernier lieu. Cet état se maintient jusqu'au franchissement suivant de la barrière.

## BARRIÈRE À COMPTAGE/DÉCOMPTAGE

Le plus souvent, ce type de barrière est utilisé avec une portée de quelques millimètres et, comme objet « obscurcissant », un disque à fentes ou une petite roue à bord crénelé. Suivant le sens de rotation de cette roue, on obtient, lors du passage de chaque créneau, une impulsion soit sur l'une, soit sur l'autre des deux sorties du montage. Si ces deux sorties sont connectées respectivement aux entrées de comptage et de décomptage d'un compteur, on peut amener ce dernier sur une valeur voulue en tournant la roue à la main.

Le schéma de la figure 11-15 travaille en continu, car pour une telle application, un fonctionnement avec rayonnement modulé serait une complication bien inutile. Le circuit d'émission comporte une résistance $R_1$ en série avec la diode IR. Sous 5 V, on obtient un courant de 250 mA avec $R_1$ = 15 Ω, et de 2,5 mA avec 1,5 kΩ. Cette dernière valeur d'intensité suffit pour la portée que nécessite l'application envisagée. Une intensité de 250 mA permet une portée d'au moins 50 cm, et si les conditions d'éclairement ambiant le permettent, on peut obtenir nettement plus en modifiant le seuil du *trigger* de réception, comme cela sera indiqué plus loin.

Comme dans l'exemple précédent, le récepteur comporte deux voies identiques. Dans chacune d'elles, l'amplificateur opérationnel fonctionne en comparateur de tension. Lorsque la chute de tension aux bornes de $R_2 + R_3$ dépasse la valeur donnée par le diviseur composé de $R_5$ et $R_6$, la tension de

**Fig. 11-15. - Les sorties de comptage et de décomptage sont activées en fonction du sens du franchissement de la barrière.**

sortie passe de 0 à une valeur voisine de celle de la tension d'alimentation. Par $R_4$, on introduit une hystérésis qui fait que la commutation a lieu pour des éclairements légèrement différents à l'aller et au retour de l'objet obscurcissant. On évite ainsi, lors d'une position ambiguë de cet objet, que le phototransistor, ne sachant pas très bien s'il est éclairé ou non, ne manifeste son désarroi par des impulsions de bruit nuisibles au fonctionnement du système.

Les deux comparateurs étant suivis de circuits de différentiation ($C_1$, $R_7$), les portes de sortie ($P_3$, $P_4$) ne peuvent répondre, par un créneau négatif, que lors d'un flanc montant, tel qu'on l'observe quand l'objet cesse d'obscurcir l'un des phototransistors. Cependant, cette réponse ne peut intervenir que si, simultanément, les sorties de $P_1$ ou de $P_2$ sont à « 1 », ce qui implique que les phototransistors correspondants sont obscurcis.

Lorsque l'objet avance, de bas en haut sur le dessin, $PT_2$ sera obscurci en premier lieu. $A_2$ produit alors un flanc descendant, sans effet sur les sorties. Ensuite, l'objet obscurcit les deux phototransistors (conditions nécessaires au bon fonctionnement du système), $A_1$ produit un flanc descendant, toujours sans effet. Puis, l'objet cesse d'obscurcir $PT_2$, mais maintiendra toujours $PT_1$ à l'ombre. $A_2$ produit alors un flanc montant, et l'impulsion de différentiation ainsi créée peut passer par $P_3$, puisque la sortie de l'inverseur $P_1$ se trouve alors à « 1 ». Finalement, l'objet quitte entièrement la barrière. Le flanc montant, à la sortie de $A_1$, provoque une impulsion positive vers l'une des entrées de $P_4$, mais c'est sans effet, puisque l'autre entrée est à 0, du fait que $PT_2$ est déjà éclairé. Le montage étant entièrement symétrique, on trouve, à la sortie validée près, exactement la même chose, lors d'un mouvement en sens inverse.

Les valeurs de $C_1$ et de $R_7$, indiquées dans le schéma, ont surtout été choisies pour faciliter l'observation oscilloscopique des impulsions de sortie. Pour une roue crénelée tournant de façon quelque peu rapide, ces valeurs risquent d'impliquer une constante de temps trop grande. On peut sans problème les ramener à 10 nF et 47 kΩ.

Pour améliorer la sensibilité, il suffit de réduire le seuil des comparateurs, en augmentant $R_5$. Bien sûr, cela affaiblit aussi l'immunité aux perturbations. De toute façon, le circuit à hystérésis risque de poser des problèmes, si on choisit $R_5/R_6 > R_4/R_3$.

Dans les applications, les impulsions de comptage et de décomptage, fournies par le montage, sont le plus souvent traitées par un microprocesseur, lequel les utilise pour incrémenter ou pour décrémenter un registre.

Toutefois, il existe aussi des compteurs CMOS, tels que HEF 40193 B (Philips) possédant des entrées séparées pour les impulsions à compter et à décompter.

Appliquer le principe décrit à une barrière à infrarouges modulés, avec filtrage du coté réception, est certainement possible. On pourrait alors, sous des conditions assez sévères d'éclairement ambiant, effectuer le comptage d'un flux et reflux de personnes. Cependant, la pratique montre que cela est assez difficile à mettre en œuvre – par exemple à cause d'amoureux qui se présenteront tendrement enlacés pour passer la barrière.

## FILTRE COUPE-BANDE 100 HZ

La perturbation majeure qu'on doit craindre, en matière de transmission par infrarouges, c'est le 100 Hz des lampes ou tubes d'éclairage. La suppression du perturbateur peut être plus simple que le filtrage passe-bande du signal utile, lorsque ce dernier est à large bande ou de type digital. Le filtre en double T de la figure 11-16 atténue, avec les valeurs indiquées, la fréquence de 100 Hz de 20 à 30 dB. On peut obtenir un affaiblissement plus profond en rendant $R_1$ et $R_3$ ajustables sur 5 à 10 % de leur valeur nominale.

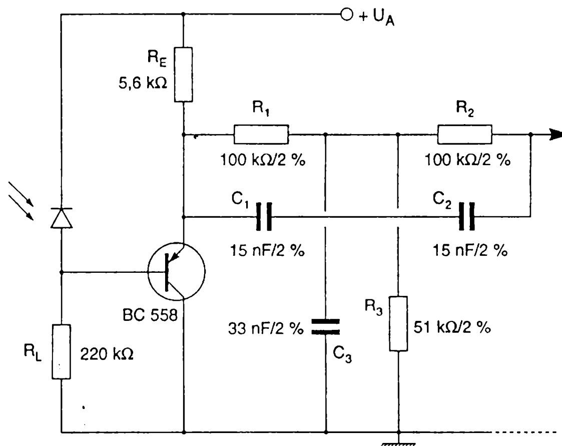



**Fig. 11-16. – Avec les valeurs indiquées, le filtre en double T atténue le fréquence de 100 Hz d'au moins 20 dB.**

Quand la fréquence du signal utile est supérieure à 1 kHz, les trois condensateurs du montage sont assimilables à des courts-circuits. La résistance d'entrée du filtre est alors voisine de 25 kΩ. Si la source de signal est constituée, comme dans la figure 11-16, par $R_L$ = 220 kΩ, un tampon en collecteur commun (ou amplificateur opérationnel en suiveur) est indispensable, car autrement on perdrait près de 90 % du précieux signal.

La sélectivité du double T étant médiocre, on observe une « pente au toit » assez désagréable encore avec un signal rectangulaire d'une fréquence dix fois plus grande que celle d'élimination du filtre. Or, dans beaucoup d'applications, on observe des « blancs » entre mots binaires, parfois aussi des séries de « 1 » ou de « 0 » dont la durée est supérieure à 1/5 d'une alternance de 100 Hz. Dans ces conditions, le filtre éliminant le 100 Hz perturbe gravement le signal utile. Le seul remède serait la modification de la cadence de ce dernier.

Le pont de Wien, associé à un amplificateur opérationnel, permet également de réaliser un filtre coupe-bande. Il ne demande que deux condensateurs de précision. Un exemple sera donné plus loin., dans la figure 11-25.

## CODES SECRETS

Pour la commande d'ouvertures de porte, par exemple, on doit souvent se protéger d'un déclenchement par perturbations ou par une personne non autorisée. Une telle protection est possible par des encodeurs programmables sur un message précis (10 à 20 bits). Côté réception, ce message n'est accepté que par un décodeur programmé de la même façon.

Un premier exemple, dans la figure 11-17, présente le circuit CMOS MM 53200. Il peut être à la fois encodeur (broche 15 sur + $U_A$) ou décodeur (broche 15 à la masse). Le codage se fait sur 12 bits (broches 1 à 12), soit 4 096 possibilités de combinaison. En mode encodeur, la sortie (broche 17) délivre des trains de 13 bits. Le premier bit, toujours à « 1 », sert pour la synchronisation, conjointement avec un blanc qui le précède. Les 12 autres bits correspondent aux positions des interrupteurs de codage. Les « 0 » et « 1 » sont exprimés par des impulsions de durée différente. Avec les valeurs indiquées pour l'oscillateur d'horloge (broche 13), chacun des « mots » binaires dure environ 12 ms.

À la réception, le message capté par un MM 53200 en fonction décodeur, est appliqué (après amplification au niveau CMOS) sur la broche 16. Les

clés de codage étant dans la même position qu'à l'émission, il faut que le message soit reçu quatre fois de suite de façon correcte, pour que le circuit confirme la conformité, avec son propre codage, par un « 1 » sur la broche 17. Cette impulsion de confirmation persiste tant que la transmission dure (avec au moins un message correct sur six), et ensuite, encore pendant la durée de six mots.

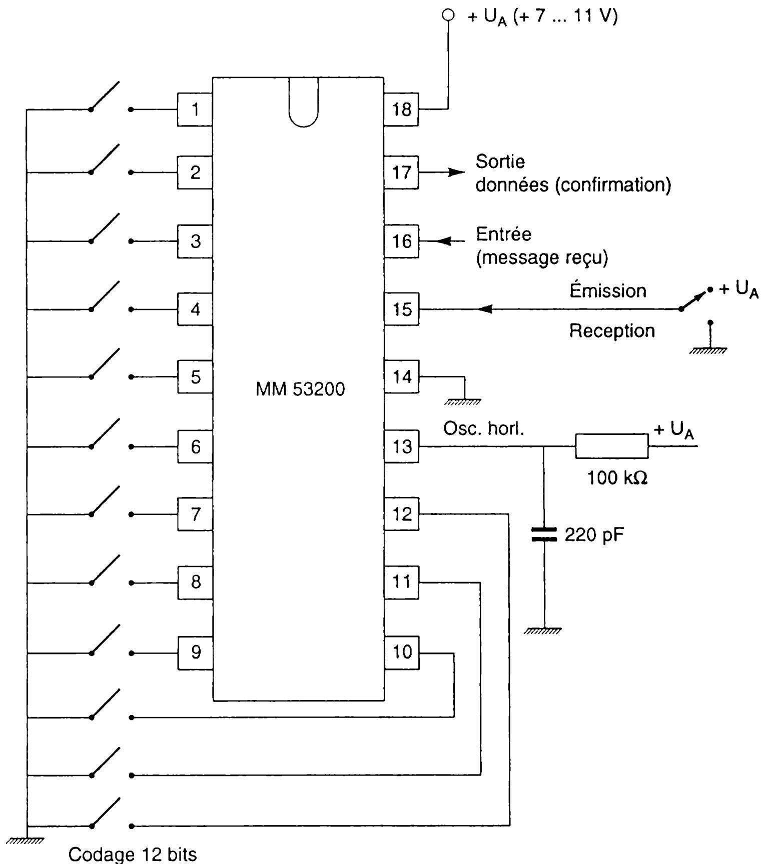



**Fig. 11-17. – Utilisable comme encodeur et comme décodeur, le MM 53200 est une serrure électronique programmable sur 4 096 combinaisons.**

Le système de transmission de la figure 11-18 se distingue du précédent par une plus large plage de tensions d'alimentation (4,5 à 18 V), un plus grand nombre de combinaisons de chiffrage (13 122) et la possibilité de travailler à des fréquences suffisamment élevées pour qu'un filtre d'élimination 100 Hz puisse être mis en œuvre. De plus, on peut non seulement transmettre une adresse d'identification, mais aussi, en réduisant le nombre des combinaisons d'adressage, un message de 4 bits. Ainsi, on peut adresser un engin télécommandé parmi plusieurs, et lui transmettre un message de commande tel que « marche/arrêt », « avant/arrière », « allumé/éteint », etc. Le schéma de la figure 11-18 provient du CD-ROM « *Data on disc* » de SGS-Thomson.

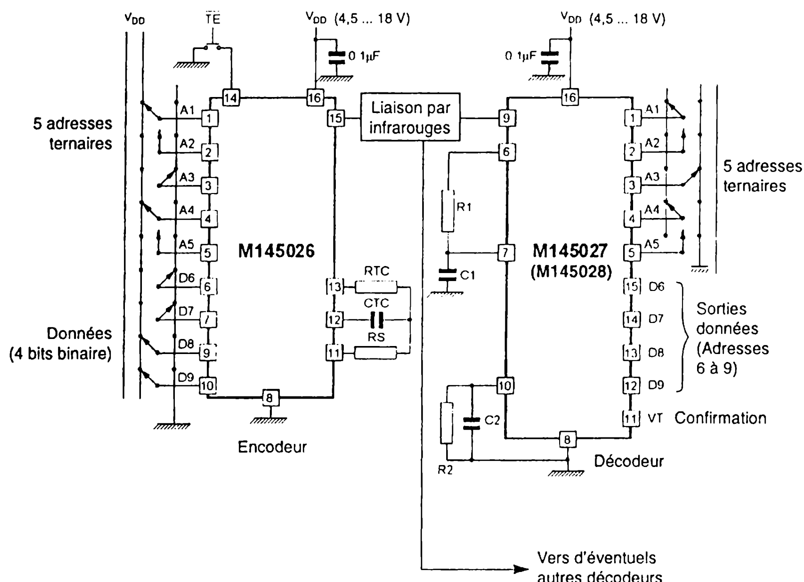



**Fig. 11-18. – L'adressage ternaire de 9 broches permet plus de 12 000 combinaisons de chiffrage. Le message codé peut avoir exclusivement une fonction de clé (décodeur M 14028) ou être partiellement utilisé pour une transmission de données (M 145027).**

Si le nombre des combinaisons est plus élevé, malgré le nombre plus réduit de broches sur le circuit, par rapport au MM 3200, c'est qu'on adresse non pas par des bits, mais par des *trits*, c'est-à-dire en mode ternaire. Les

entrées de codage de l'encodeur (broches 1 à 7 et 9) peuvent prendre les états « relié à la masse », « ouvert » et « relié au positif de l'alimentation ». Seule la broche 10 n'admet que deux états, ce qui donne, au total, $2 \times 3^8$ combinaisons. Bien que la programmation soit ternaire, la transmission se fait en binaire : deux impulsions courtes, une longue et une courte, ou deux longues, respectivement, pour les trois états. Il existe d'autres encodeurs/décodeurs à adressage ternaire, notamment MM 57410.

L'encodeur M 145026 (ou MC 145026) est utilisable avec le décodeur 145027 (5 *trits* d'adresse et 4 bits de transmission de données) ou avec le 145028 (8 *trits* et un bit, tous d'adresse). Dans ce dernier cas, il convient de considérer les sorties de données du décodeur (broches 12 à 15, fig. 11-8) comme entrées d'adresses, ayant la même fonction que les broches 1 à 5.

La cadence de transmission est fixée par l'oscillateur d'horloge, broches 11 à 13 de l'encodeur. Sa fréquence est approximativement égale à 1/(2,3 × RTC × CTC). La valeur de CTC comprend la capacité de câblage et celle d'entrée (12 pF) du circuit. RS doit être égale ou un peu supérieure à 2 RTC, la valeur minimale de RTC étant de 10 kΩ. Le tableau ci-dessous donne quelques valeurs courantes, aussi pour les éléments RC du décodeur. CTC' signifie la valeur du composant augmentée de 20 pF.

| $f_{osc}$ (kHz) | RTC (kΩ) | CTC' (nF) | RS (kΩ) | $R_1$ (kΩ) | $C_1$ (nF) | $R_2$ (kΩ) | $C_2$ (nF) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 362 | 10 | 0,12 | 20 | 10 | 0,47 | 100 | 0,1 |
| 181 | 10 | 0,24 | 20 | 10 | 0,19 | 100 | 1,8 |
| 88,7 | 10 | 0,49 | 20 | 10 | 2 | 100 | 3,9 |
| 42,6 | 10 | 1,02 | 20 | 10 | 3,9 | 100 | 7,5 |
| 21,5 | 10 | 2,02 | 20 | 10 | 20 | 200 | 15 |
| 8,53 | 50 | 5,1 | 100 | 50 | 20 | 200 | 100 |

Lors de l'encodage, une impulsion courte est égale à une alternance (demi-période) d'horloge, une longue dure sept alternances, et le retour à zéro de séparation, entre deux impulsions, correspond de même à une ou à sept alternances. Chaque *trit* étant exprimé par deux bits, sa durée de transmission est ainsi de 8 périodes d'horloge. Le mot (message) équivaut donc à 9 × 8 = 72 périodes. Il est suivi par un blanc de 32 périodes. Chaque fois qu'on manœuvre brièvement la touche $\overline{TM}$, l'encodeur émet deux mots identiques et consécutifs, séparés par un blanc, soit un total de 176 périodes.

Le décodeur a besoin de 182 périodes pour enregistrer et pour comparer les deux mots (1) à son code. S'il confirme l'exactitude, il met sa sortie VT à 1 jusqu'à la réception d'un message erroné ou pendant 32 périodes d'horloge, lorsqu'il ne reçoit plus rien. Les composants $R_1$ et $C_1$ ($R_1 \times C_1 = 3{,}95$ RTC × CTC) lui servent à distinguer entre impulsions longues et courtes, alors que $R_2$ et $C_2$ ($R_2 \times C_2 = 77$ RTC × CTC) permettent de vérifier le blanc de 32 périodes entre les deux mots. Lorsqu'on laisse la touche $\overline{TM}$ enfoncée, le message est répété en permanence. Les coefficients de 3,95 et de 77, cités plus haut, n'étant que des centres de plage, on peut, comme pour les codeurs précédemment mentionnés d'ailleurs, utiliser des composants d'une tolérance de 5 %. L'erreur cumulée peut même atteindre 25 %.

# ÉMETTEURS POUR CODE SECRET

Les quatre schémas d'émetteurs, donnés ci-après, on été expérimentés avec un encodeur M 145026. On peut les adapter à une autre tension d'alimentation en suivant les indications du chapitre 2. Ils sont ainsi utilisables avec tout autre décodeur, voire avec toute autre sortie CMOS.

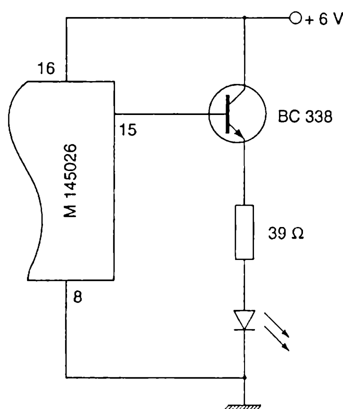



**Fig. 11-19. – Diode d'émission commandée par un transistor en collecteur commun.**

(1) On se contente de deux mots pour la vérification, car plus on en augmente le nombre pour être sûr de la bonne réception, plus on augmente la probabilité d'en avoir un de perturbé dans ce nombre, c'est-à-dire de ne jamais vérifier le message.

Dans la figure 11-19, la diode d'émission est commandée par un transistor en collecteur commun. Avec les valeurs du schéma, on obtient une intensité impulsionnelle de près de 100 mA. La fréquence d'utilisation peut atteindre plusieurs centaines de kHz.

Des impulsions de 1 A peuvent être obtenues avec le MOSFET de la figure 11-20. D'autres types sont utilisables, s'ils sont capables d'une intensité nominale de plusieurs ampères et si leur capacité d'entrée ne dépasse pas 300 pF. La forme d'onde, en sortie, est parfaite jusqu'à 20 kHz. Cependant, avec une légère perte de rendement, le montage est encore utilisable à plus de 100 kHz.

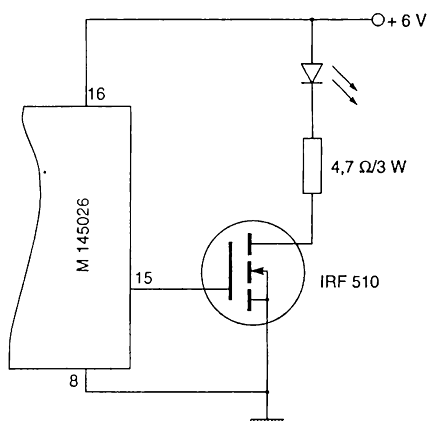



**Fig. 11-20. – Un transistor MOS de puissance peut fournir des impulsions de 1 A à partir d'une sortie CMOS.**

Le schéma de la figure 11-21 fournit également des impulsions de 1 A jusqu'au moins 100 kHz. $D_1$ émet une lumière visible, en tant que témoin de fonctionnement, alors que $D_2$ est la diode à infrarouges.

La cascade de deux collecteur commun, dans la figure 11-22, permet le meilleur rendement en fréquence, soit nettement plus de 200 kHz. Cependant, compte tenu de la chute de tension sur la broche 15 et sur les diodes base-émetteur des deux transistors, la résistance en série avec $D_2$ a dû être ramenée de 4,7 à 2,2 Ω, pour conserver une intensité impulsionnelle de 1 A. Les possibilités de mise en série de plusieurs diodes d'émission ($D_2$) sont ainsi plus limitées que précédemment. De plus, on observe une plus forte dissipation dans le transistor de sortie. Comme précédemment, $D_1$ sert de témoin de fonctionnement.

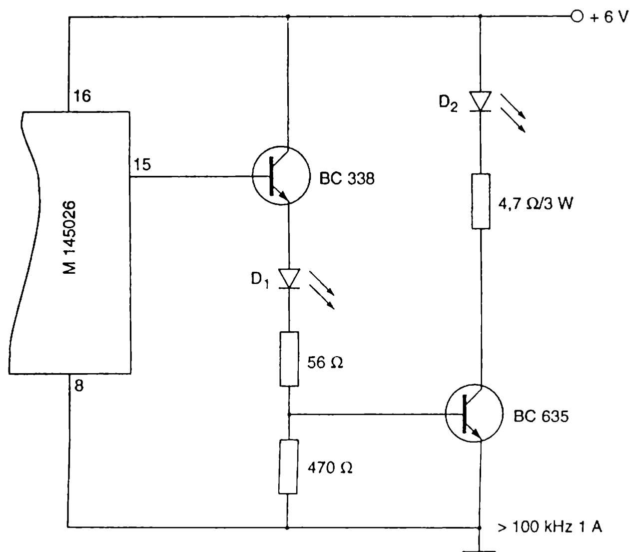



**Fig. 11-21. – Des impulsions de 1 A sont également possibles avec un collecteur commun précédant un émetteur commun.**

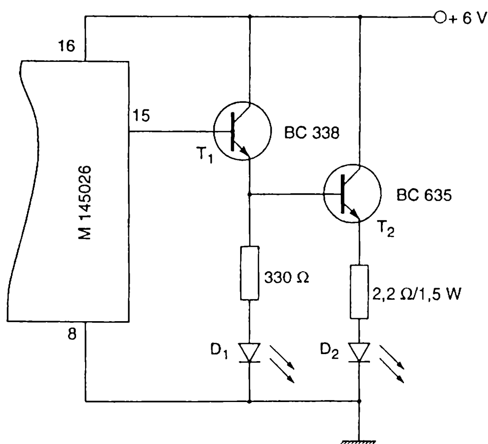



**Fig. 11-22. – Avec deux collecteurs communs en cascade, on gagne en fréquence, au détriment de la tension disponible aux bornes de la charge.**

# RÉCEPTEURS POUR CODE SECRET

Les signaux émis par un M 14026 ont servi pour la mise au point des trois schémas de récepteurs décrits ci-dessous. En respectant les conditions d'alimentation et de fréquence, on pourra facilement les adapter à d'autres systèmes de liaison.

Pour ne franchir qu'une distance de quelques dizaines de centimètres avec l'émetteur de la figure 11-19, le récepteur de la figure 11-23 peut convenir. Un comparateur de tension y analyse directement la composante alternative du signal capté par la photodiode. Pour une charge de 47 kΩ, la limite en fréquence se situe vers 50 kHz. Avec une intensité impulsionnelle de 1 A dans la diode IR, la portée peut atteindre 1 m, notamment si on optimise la sensibilité du comparateur en munissant son amplificateur d'un potentiomètre d'offset.

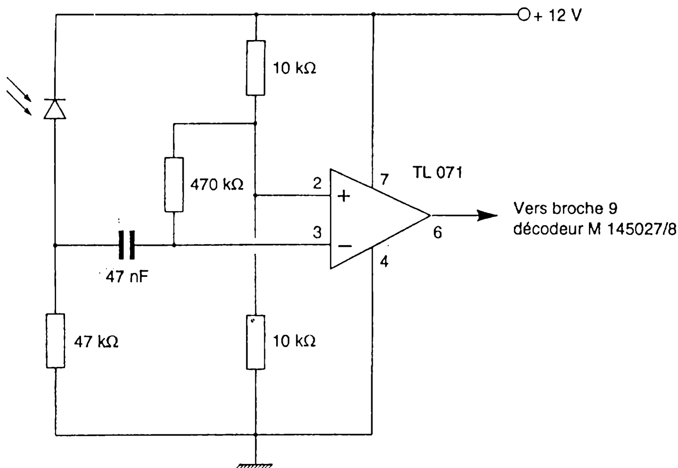



**Fig. 11-23. – Récepteur pour distances réduites. La photodiode est suivie par un comparateur de tension.**

Le récepteur de la figure 11-24 a été mis au point pour un émetteur conforme à la figure 11-20, précédé d'un M 145026 travaillant avec une fréquence d'horloge de 8 kHz. Un phototransistor n'est utilisable, dans ces conditions, que si sa résistance de charge ne dépasse pas 3,3 kΩ. $A_1$ travaille avec un gain de 150, $A_2$ est utilisé comme comparateur. La portée atteint facilement

plusieurs mètres, si le taux de perturbation par 100 Hz reste faible. Avec la fréquence d'horloge mentionnée, les 32 périodes du blanc de synchronisation correspondent à 4 ms. La demi-période du perturbateur 100 Hz étant de 5 ms, il n'est guère rationnel d'envisager une sélection par filtrage.

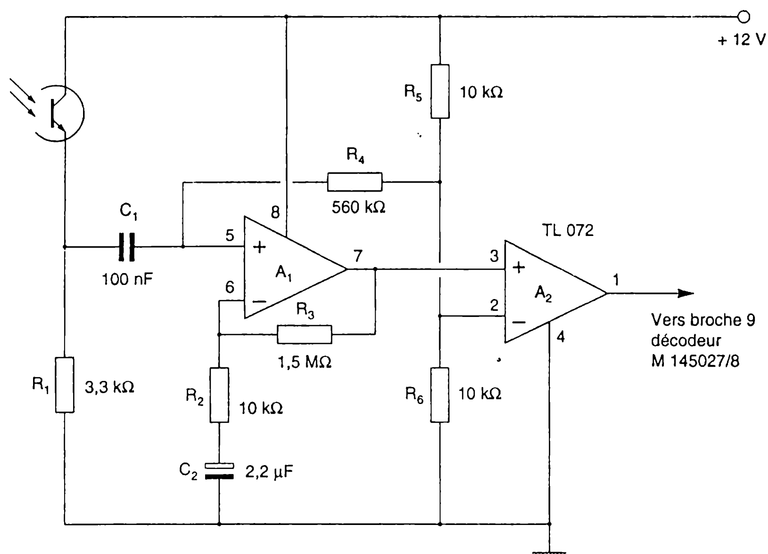



**Fig. 11-24. - Si on utilise un phototransistor, il est prudent de se contenter d'une fréquence d'horloge inférieure à 10 kHz.**

Un tel filtrage est possible dans le cas du récepteur de la figure 11-25, prévu pour une fréquence d'horloge, coté encodeur, de 120 kHz. La valeur relativement élevée de cette fréquence oblige à l'utilisation d'une photodiode. $A_1$ sert à la fois pour amplifier le signal utile (gain voisin de 11), et pour exploiter la sortie symétrique du pont de Wien. Ce dernier comporte un élément ajustable, $R_1$, permettant de compenser la valeur nécessairement finie de $C_1$. Il devient ainsi possible d'atténuer de plus de 40 dB un signal d'entrée de 100 Hz, notamment si on expérimente successivement plusieurs valeurs de $C_1$ (1 à 10 µF), pour retenir celle permettant la meilleure atténuation de la perturbation, lors de l'ajustage optimal de $R_1$.

La résistance d'entrée du pont de Wien est de 35 kΩ environ. Bien que ce pont soit un peu plus sélectif que le double T mentionné plus haut, on

observe encore une pente au toit très nette sur les impulsions transmises à partir d'un M 145026 fonctionnant avec une fréquence d'horloge de 120 kHz. Pour qu'un amplificateur opérationnel d'un produit gain × bande de 3 MHz accepte cette fréquence, on se contente d'un gain de 11 pour $A_1$ et $A_2$. Comme précédemment, la sortie se fait par un comparateur, $A_3$. La portée est un peu plus faible qu'avec le récepteur de la figure 11-24, mais elle dépasse largement 1 m. Le gain élevé peut rendre le circuit sensible aux champs ambiants de 50 Hz, si on ne blinde pas.

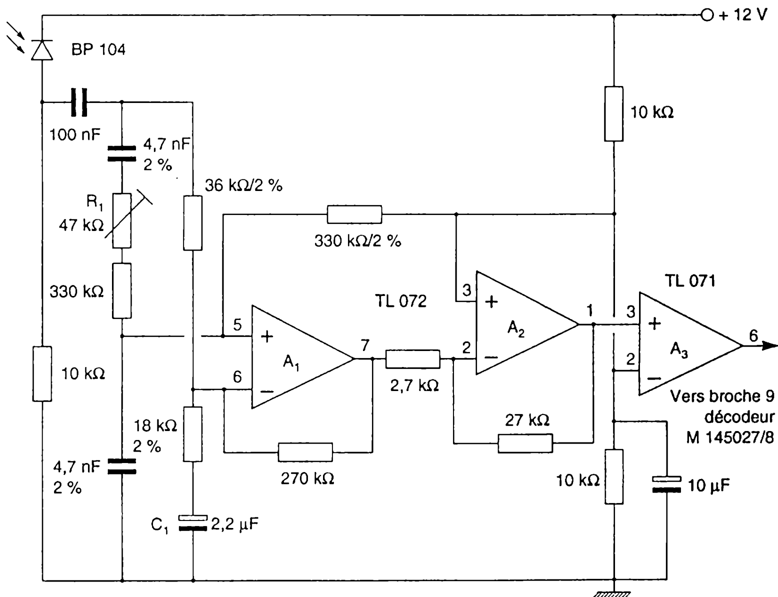



**Fig. 11-25. – Un pont de Wien élimine les perturbations sur 100 Hz. Pour que ce filtre n'influe pas sur les pauses de synchronisation qui séparent les mots du message, la fréquence d'horloge doit être d'au moins 100 kHz.**

# LA SÉCURITÉ D'UN CODE

Les 4 096 combinaisons de code d'un MM 53200 peuvent déjà paraître énorme. Pourtant, il ne serait guère honnête de cacher, à l'utilisateur d'un tel code, ce que savent ceux dont le « métier » consiste précisément à déjouer la protection que ce code semble offrir.

Avec les données généralement utilisées (durée de mot de 12,5 ms, message de quatre mots en 50 ms), on peut raisonnablement « tenter sa chance » toutes les 200 ms, à l'aide d'un microprocesseur programmé de façon à produire, à une cadence de 200 ms, successivement les 4 096 combinaisons de code possibles. Travaillant ainsi à cinq messages par seconde, il suffit de moins de 15 minutes pour passer toutes les combinaisons en revue. Ensuite, on peut recommencer avec une autre fréquence d'horloge, laquelle peut être assez différente de la première, car la tolérance, en la matière, peut atteindre 50 %. Pour la mise en œuvre, il suffit de garer sa voiture à coté de l'objet convoité...

Plusieurs remèdes sont possibles. Le plus simple consiste à travailler avec une fréquence d'horloge inhabituellement basse, c'est-à-dire avec des durées de message de plus d'une seconde. Cela peut impliquer une assez forte consommation d'énergie à l'émission et nécessiter de fortes constantes de temps dans les circuits de liaison du récepteur.

Un autre moyen consiste à introduire un nouveau paramètre sous forme d'une porteuse (de quelques dizaines de kHz), qu'on module par le signal issu d'un encodeur travaillant avec une fréquence d'horloge assez basse (un ou plusieurs kHz). Accessoirement, ce procédé permet une bonne protection contre les perturbations. Moyennant un passe-bande accordé sur la porteuse, il rend la réception insensible au 100 Hz, quelle que soit la fréquence d'horloge de l'encodeur. La figure 11-26 montre le schéma d'un émetteur utilisable pour une telle application. Deux des portes CMOS constituent un oscillateur, travaillant sur 20 à 25 kHz avec les valeurs indiquées. La troisième porte constitue le modulateur. Pour le récepteur, on pourra s'inspirer des schémas donnés plus haut, en matière de modulation d'amplitude, et notamment de ceux des figures 11-10 et 11-11. Comme le blanc de synchronisation dure 32 ms à une fréquence horloge de 1 kHz, il pourra être nécessaire d'augmenter la constante de temps de la commande automatique de gain ($C_6$, fig. 11-10). La bande passante du circuit résonnant LC d'entrée devra être un peu supérieure au double de la fréquence d'horloge.

Des répétitions de code peuvent également augmenter la sécurité du chiffrage. Par exemple, on peut faire en sorte que le message ne soit accepté que s'il est répété au bout d'un temps obligatoirement compris entre 300 et 500 ms. Il est également possible de transmettre, dans des conditions précises de déroulement dans le temps, vers un décodeur M 145027, trois messages successifs contenant des données différentes, le dispositif n'étant déclenché que si ces données sont conformes à un schéma préétabli.

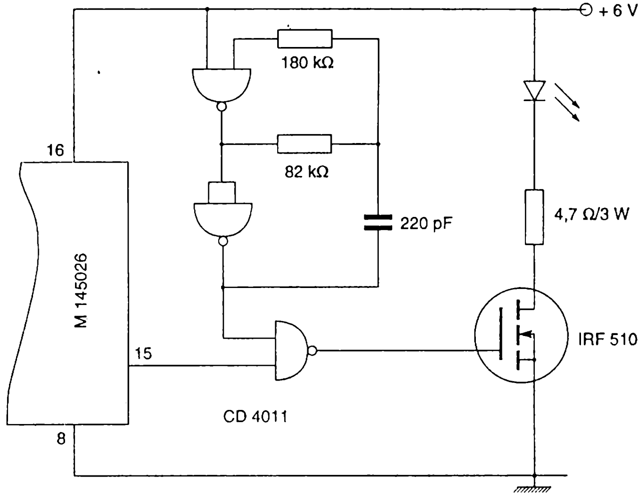



**Fig. 11-26. – Le signal de l'oscillateur, constitué par deux portes, est modulé, dans la troisième, par les impulsions issues de l'encodeur.**

La meilleure protection complémentaire, ce sera cependant celle que vous imaginerez vous-même. Personne en dehors de vous ne saura comme vous avez fait. Ni même, de quel principe vous êtes parti !

# TABLE DES MATIÈRES

Imprimerie Arts Graphiques du Perche 28240 Meaucé
Dépôt légal 1re édition : 1er trimestre 1989
Dépôt légal : janvier 1998 -- N° d'Imprimeur 98282
*Imprimé en France*

# LES INFRAROUGES EN ÉLECTRONIQUE

L'utilisation des infrarouges en électronique est une technique récente qui se développe très rapidement dans tous les domaines d'applications. En particulier dans les matériels grand public : télé, vidéo, photo, hifi, alarmes, télécommandes, etc.

H. Schreiber commence par vous faire comprendre ce qu'est le rayonnement infrarouge et vous guide dans des expériences pratiques surprenantes, vous serez alors à même de réaliser de nombreuses applications telles que des barrières invisibles, détecteur d'approche, télécommande par infrarouge à partir des montages pratiques proposés par l'auteur.

Même et surtout si vous n'avez encore jamais touché à l'électronique, ce livre sera un excellent guide pour vos débuts.

ETSF
Editions Techniques
et Scientifiques Françaises




ISBN 2 85535 174 X
Code 476

F 140/89/1